卒業研究報告書

題目

電子機器の高調波電流測定と
正弦波入力ＡＣアダプターの試作

報 告 者

学籍番号：1110180

氏名：吉村　将文

指 導 教 員

八田　章光　教授

平成 23 年 3 月 18 日

高知工科大学　電子・光システム工学科

目次

第 1 章序論

1-1 背景・・・

4-12　5V 電源回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 41
4-13　減算回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・41
4-14　発振回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・42
4-15　ドライブ回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・47
4-16　電流制限回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・47
4-17　電流制御用 Duty 制御電圧回路・・・・・・・・・・・・・・・・・・・48
4-18 考察・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・49
4-19 まとめ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・49
第 5 章結論・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・49
謝辞・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・50
参考文献・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・51

第 1 章　序論

1-1 背景

近年、電気を効率的に供給できるスマートグリッドが注目されているが、運用するためには、非線形素子やスイッチング素子で発生する高調波電流を抑えなければならない。しかし、高調波電流は電子機器や電化製品により違っている。そのため、製品ごとの高調波電流がどの程度発生しているのかを測定する必要がある。

1-2 本研究の目的

本研究の目的として、製品ごとで発生する高調波電流の測定と歪み率の計算を行うこと、及び自作による高調波電流の歪み率が小さい AC アダプターの試作を目指すのが目標である。

1-3 高調波（電流）の性質

高調波は交流波形の基本周波数の整数倍の高次周波数成分を指す。発電所から供給される交流電圧・電流は周波数が 50Hz（東日本）または 60Hz（西日本）である。基本周波数 60Hz を基本波とすると、第 2 次高調波・第 3 次高調波……第 n 次高調波（周波数：基本波×ｎ倍、波長：1/（基本波×ｎ倍）　）と続いていく。

高調波電流は第 2 次高調波～第 n 次高調波に含まれる電流のことを指す。しかし、供給される交流電圧・電流には高調波電流は含まれない。その原因は基本周波数以上のスイッチングが AC アダプター内で発生するのが原因である。この高調波電流は伝搬・蓄積する性質を持っており、家庭であればコンセントに繋ぐだけで稼働している電化製品で発生した高調波電流が蓄積しまう。それは繋がっている電化製品に一様に伝搬するのである。これは家庭内のコンセントは内部で並列接続により全体での共有してしまうのが原因である。一般家庭で発生する高調波電流は微々たるものだったため近年までは無視されてきた。しかし、スマートグリッドは共有範囲が各家庭から都市まで拡大するため、高調波電流の蓄積量が無視できない。

1-4 高調波電流の弊害

高調波電流による弊害としては、機器の異音、振動、焼損などがある。例を挙げると、ブレーカーの誤作動や電動機にある電力用コンデンサの過熱である。過熱の原因は、高調波に含まれる電流によるものである。まず、電力用コンデンサとは冷蔵庫のコンプレッサーや扇風機、エアコンの室外機に一般的には使われてきた。実際にはコンデンサモータに高調波電流が影響を及ぼしていたが、実際はモーターにコンデンサは組み込まれていない。一般的なモーターは、電流の向きに対して逆向きに駆動する。従って、極性が時間的に変化する交流電圧では駆動しないのである。なので、DC モーターを使用するものは、交流を直流に変換して行う。ここでコンデンサの充電・放電を利用することで効率的に駆動操作が可能になる。けれどもコンデンサの特性としては高周波数の電流ほど流れやすい。そして、高調波電流は共有している範囲全体で伝搬する性質によって、接続している機器に含まれているコンデンサに高調波電流が集中して流れ込んでしまう。これに対してコンデンサは高周波数に対しての耐性がな

い。従って、過剰電流により熱が発生してしまう。それによってコンデンサの寿命低下・発火が起きてしまうのである。

ブレーカーの誤作動は、実際に使用する電力に対して皮相電力が大きくなってしまうことで本来の電力量よりも多くの電力が使用されると誤認されることで、ブレーカーが作動してしまう現象である。

これらの発生は、一点のみだけではなく共有範囲全体で起きる可能性があるのであるから、近年の高調波電流に対しての取り組みが強くなるのである。

第 2 章　AC アダプター

2-1 AC アダプターの特性

AC アダプターは、小型家電製品等で用いられている電源装置である。一般的には交流から直流波形を変換する AC-DC アダプターが一般的である。これは、内臓ではなく分離することで電源から発生する熱やノイズを防ぐ役割なのである。また、設計が容易であるという点で今日まで多くの機器に利用されてきた。最近では、効率重視でスイッチング電源が使用されてきたのである。

2-2 非線形素子

LCR 素子（コイル・コンデンサ・抵抗）は線形素子と呼ばれ、入力 2 倍に対して出力が 2 倍になるなど比例関係である。こうした関係でないものは非線形素子と呼ばれる。これらを利用したのは非線形回路と呼ばれる。

2-3 スイッチング素子

スッチング素子は電気回路素子の一種で、開閉接点を設けずに回路網にスイッチの機能を持たせる素子である。代表的なのは、トランジスタである。こうした素子を利用した電子回路はスイッチング電源と一般的に呼ばれる。

2-4 スイッチング電源

スイッチング電源は AC アダプターなどの電源装置に使われる回路である。機器によって必要な電力を変換調整するために使われている。その中でも直流電力を別の直流電力に変える DC-DC コンバータ、交流電力を一定の直流電力に変換する整流装置、電源装置を指すことが多い。

こうした電力変換機能は近年まではシリーズレギュレータが使用されていたが、電圧降下をジュール熱として放出されていたのが問題であった。スイッチング電源はこうした熱を放出せず、電力の損失を少なくできるため、高効率を得ることができるのである。この電源において出力電圧は、Duty 比によって決定されるため、周波数が大きいほど電圧の変動（リプル）が小さくなり高速の応答が可能になるのである。けれども、十分に配慮した設計をしなければ電磁波をまき散らしてしまう問題があるため Duty 制御は重要となるのである。

第 3 章　電子機器の高調波電流測定

第 3 章では、AC アダプターなどの電子機器の高調波電流を測定したことについて述べいく。3-1 節では目的、3-2 節では実験装置、3-3 節では実験結果、3-4 節では歪み率計算、3-5 節では考察、3-6 節で説明していく。

3-1 目的

本研究では、AC アダプターに流れる正弦波交流電圧・電流を測定し、製品ごとの電流波形の違いを調査し、供給される基本波からの歪み率を計算するのが目的である。

3-2 実験装置

3-2.1 絶縁トランスの改良

本研究での絶縁トランスを使用する理由は、オシロスコープによる測定ため AC 電源の片側を接地するためである。

製品名：産業用電源トランス

型番：PM-300WS

製造元：ノグチトランス販売株式会社

規格：Primary 100V-110V(E)×2、Secondary　100V-110V-120V

EI 枠締め型ラグ端子出し

当初は箱がなく、剥き出しの状態での接続であったため実験の安全性に難があったため改善しなければならない。機器の改善として絶縁トランスを金属箱に組み込み、一次側と二次側にそれぞれスイッチを加えることで管理・安全性を向上することができる。また、*R*=1 の抵抗を挟むことでオームの法則により電流を測定することが可能となる。図 2 が BOX 型の絶縁トランスである。

3-2.2 使用方法

① 箱型絶縁トランスのプラグを電源またはスライドトランスのコンセントに接続。
※電圧操作するため本研究ではスライドトランスを使用。

② 測定対象のプラグを箱型絶縁トランスのコンセントに接続。

③ Y（2）[中央の黄色端子]と G[緑端子]に抵抗を挟む。

※箱型絶縁トランス内部では、Y（2）と G 間は繋がってないため、使用する際は必ず抵抗を挟む。

④ 一次側と二次側の SW 両方を ON にすることで通電。

⑤ 波形測定時は、Y（1）[右側黄色端子]と G 間に測定端子を接続することで正弦波交流電圧の測定が可能。※（図 4 の *V*1）

抵抗間に測定端子を繋ぐことで、正弦波交流電流を観測が可能である。※（図 4 の *V*2）

例：*R*=1Ω、抵抗間電圧：*VR*=100V 、*I* の数値は、オームの法則より

$VR = R \times I$・・・・(式 3-2)

$I = \frac{VR}{R} = \frac{100}{1} = 100\text{A}$・・・・(式 3-3)

となり、抵抗間の電圧値＝電流値となるため電流値を求めることができるのである。
※オシロスコープは電流を測定できないため計算より求める。

3-2.3 使用注意点

抵抗は定格電力 1W 程度の物を使用する。抵抗は計算しやすいように 1Ω に設定している。それ以外抵抗値の使用は可能である。ただし、測定対象が 3 端子プラグは接続できないため、3 端子プラグが接続できる延長コードなどの中継ケーブルを間に接続する必要である。測定する条件としてヒューズは耐電流 3A である。そのため電気ポットなど多量の電流が流れる製品の使用はできない（保温状態では使用できるが加温状態では使用不可）。

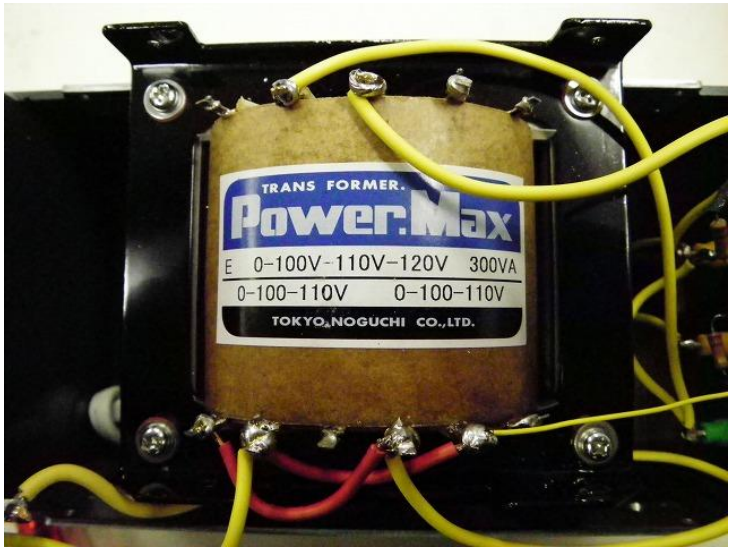

図 1 ：絶縁トランス

図 2：絶縁トランス（箱に組み込む）

3-2.4 スライドトランス

本研究でのスライドトランスを使用する理由では、電源毎に電圧値が変化している可能性がある。そのため電圧調整のために使用するのである。

製品名：スライドトランス据置型

型名：RSA-10　単相 2 線 100V　10A

製造元：東京理工舎

3-2.5 使用方法

スライドトランスのプラグと電源を接続し、絶縁トランスのプラグをスライドトランスのコンセントに接続することで電圧調整が可能である。

3-2.6 使用注意

スライドトランス記載される電圧値は実際の電圧値より約 10V 低いため、必ず測定器で電圧値を見ながら実験。必ず使用後は 0V に戻す。

図 3：スライドトランス

3-3 歪み率計算

歪み率とは、式 3-1 に示しているように基本波 *E*1 を基準に *E*2 以降の高調波をそれぞれ 2 乗して加算した合計の 2 乗根と基本波の実効値の比を表している。本研究では、周波数 60Hz での実効値を基準に計算を行なわなければならない。なお、合成される高調波次数の限度は IEC（国際電気標準会議）IEC 61000-4-13 2009 の奇数次高調波の試験に基づいて第 40 高調波までとする。

$$\text{歪み率}\quad VDH = \frac{\sqrt{E2\text{^}2+E3\text{^}2+\cdots+En\text{^}2}}{E1} \times 100[\%] \cdots\cdots \text{（式 3-1）}$$

次に実効値の総和の部分をどの程度含んでいるかを把握しなければならない。以下の図 6 が実験における第 40 高調波までの実効値を FFT アナライザーで表したものである。図 6 により基本波以外の奇数次数において電流の実効値の有無が明白である。

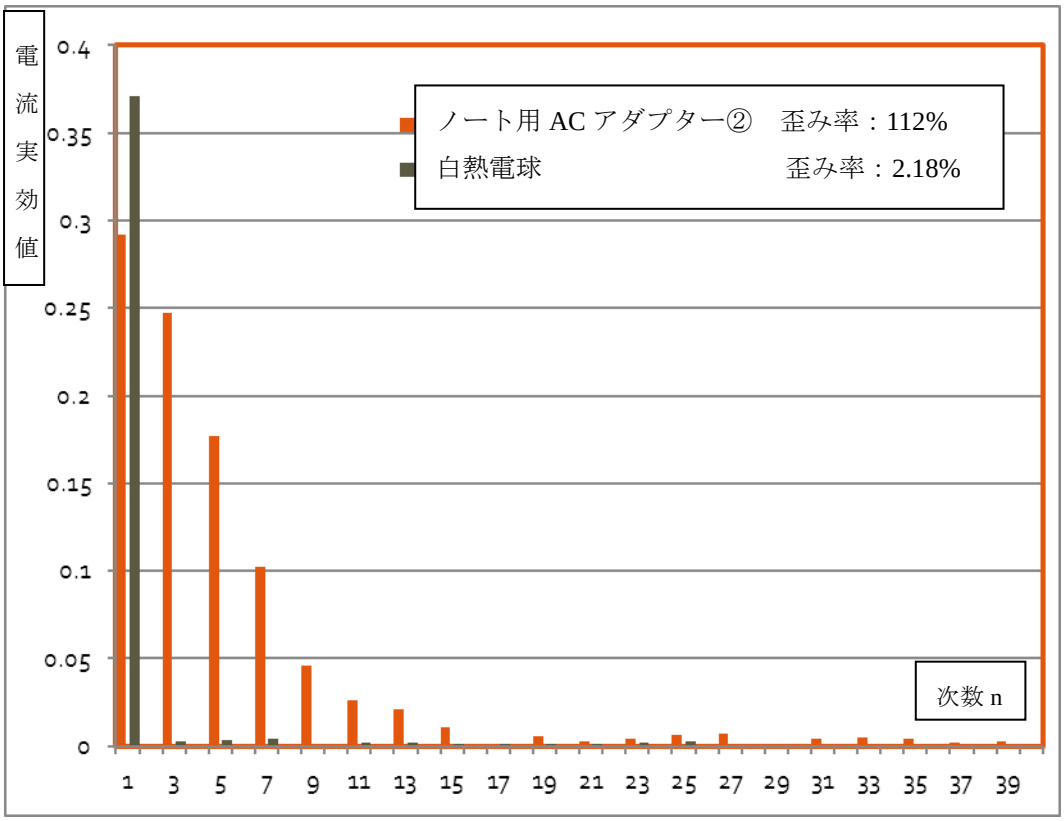

図 4：オシロの FFT アナライザー

3-4 実験内容

図 4 のように電源、スライドトランス、絶縁トランス、測定物の順に接続をする。*V*1 間は交流電圧、*V*2 間は交流電流を測定する。波形測定として、オシロスコープ(本研究では PCS3200)を使用する。この PCS3200 は、電圧波形測定の他に FFT アナライザーの機能を搭載しているので、高調波電流の測定が可能である。基本的な使用方法はオシロスコープと同じである。

測定手順

① スライドトランスで 141V の印加電圧を掛ける。
（本研究では他にも 131V、151V と変化させて歪み率の差を比較する）

② 波形は Autoset を使用して、自動で表示する。

③ 観測波形の保存は一周期（一周期 *T*=2ms 程度）の波形図である。※DAT 形式で保存。

④ 高調波の実効値の記録は、一周期 *T*=20ms の表示し、FFT アナライザーを開き、テキスト形式で保存する。

⑤ 観測波形は Sma4Win を使用して、グラフを作成する。

⑥ 高調波はテキストファイルを Excel で 60Hz ごとに 2400Hz（基本波～第 40 高調波）までを表でまとめ、式 3-1 を使用して歪み率を計算する。

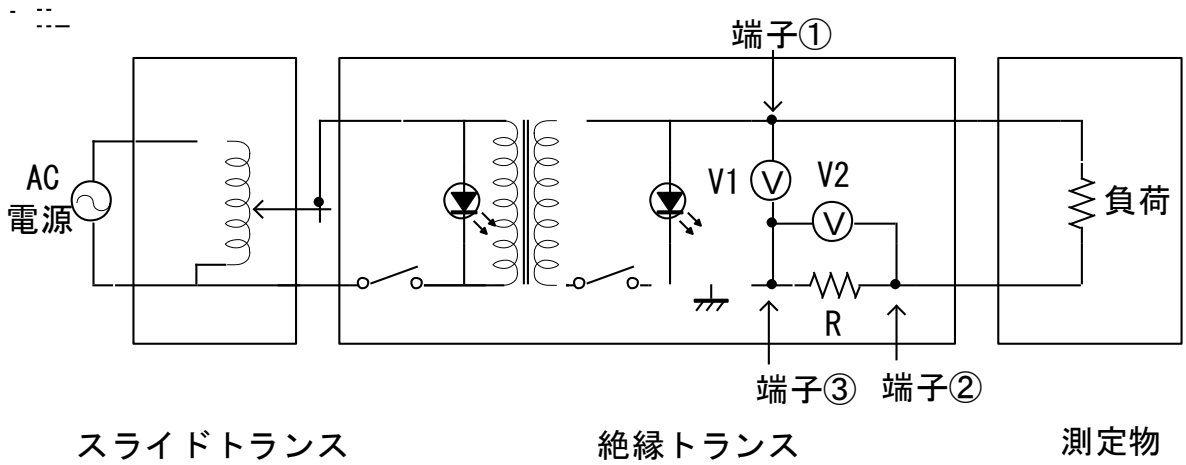

図 5：正弦波測定接続図と内部構成回路

3-5 実験結果

上記の図 5 の構成での観測波形と歪み率を以下の照明器具､PC 用 AC アダプター、その他の分類でまとめたものである。歪み率計算は式 3-1 を使用する。また、実験結果では歪み計算は省略し、結果だけを記載する。

グラフの見方は、X 軸を時間 ms、Y 軸（グラフ色：赤線）を電圧（V)、R 軸（グラフ色：黒色）を電流（A）である。

3-5.1　照明器具

・**製品名：ホワイト電球**（分類：白熱電球）

・製造元：三菱電機オスラム（株）

・規格：定格電圧 100V、定格電流 0.36A、定格消費電力 36W

・観測結果：観測された交流電圧・電流波形を図 7 に示す。観測波形より交流電圧・電流の波形は相似の関係である。電圧・電流波形に同じ波形が出力されたのは非線形素子を使用していないと思われる。しかし、電圧波形がきれいな曲線でないのは大学の電源電圧が歪んでいるからである。

・消費電力 P [W] ≒33.2

・歪み率：VDH[%]=2.186

図 6：ホワイト電球製品写真

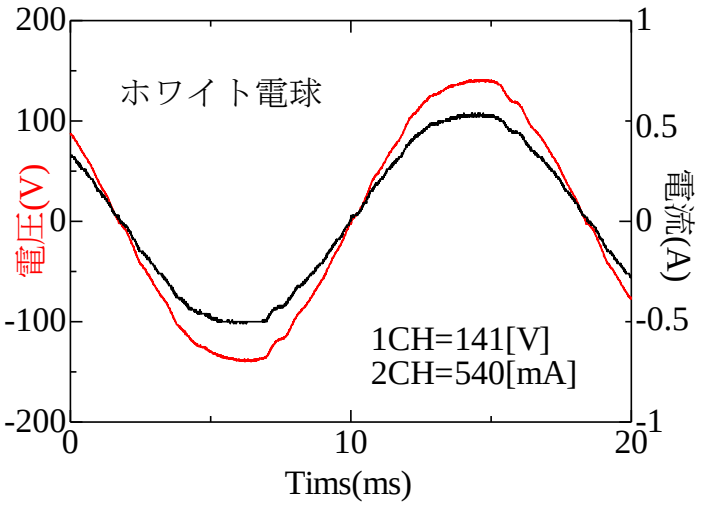

図 7：白熱電球電流波形

・**製品名：ソフトシリカ**（分類：白熱電球）
・製造元：(株) 大創産業/HITACHI
・形名：LW100V54 W-YZ-2P
・観測結果：観測した電圧・電流波形を図 9 に示す。観測波形より図 7 と同様に電圧波形とほぼ等しいと思われる正弦波波形が観測された。従って、非線形素子を使用してない。同電圧で、使用電力が高くなるほど電流が大きくなるのは抵抗値が図 6 の製品よりも低いと考えられる。
・消費電力*P*[W] ≒54.7
・歪み率：*VDH*[%]=2.295

図 8：ソフトシリカ製品画像

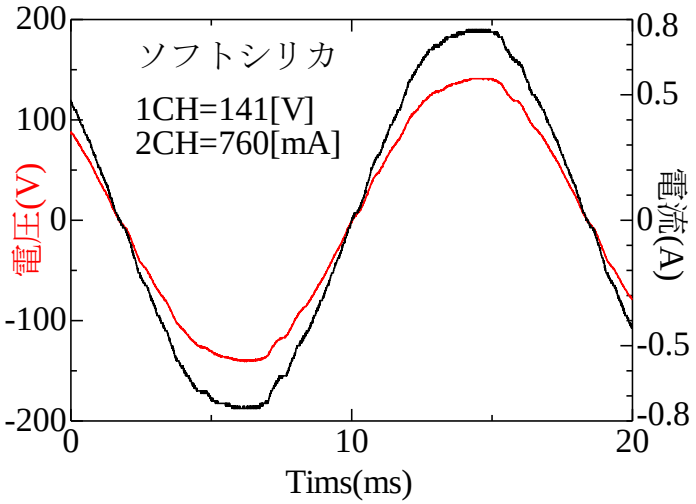

図 9：ソフトシリカ電流波形

・**製品名：シリカ電球**（分類：白熱電球）
・製造元：松下電器産業(株)照明社/National
・形名： LW100V 90W
・観測結果：観測した波形を図 11 に示す。観測波形より図 7 と同様に電圧・電流正弦波波形が観測される。従って、非線形素子を使用してない。また、白熱電球は消費電力が高くなるほど発生する熱量は多くなる。
・消費電力P[W] ≒91.2
・歪み率：*VDH*[%]=2.086

図 10：シリカ電球製品画像

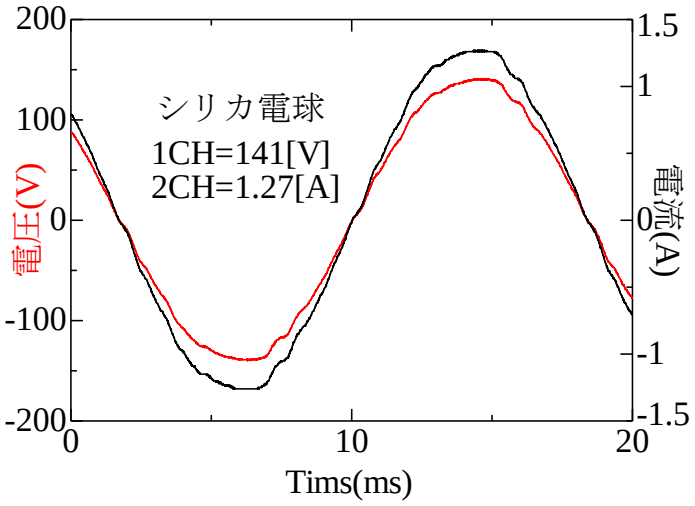

図 11：シリカ電球電流波形

・**製品名：EVERLEDS（昼光色）**（分類：LED 電球）
・製造元：パナソニック（株）ライティング社
・形名：LDA70-A1,6.9W,100V,0.13A
・観測結果：観測した波形を図 13 に示す。観測結果より電流波形は正弦波ではなかった。LED 電球のため消費電流は少ないがノイズが目立っていた。歪み率が 100 を超えているが電圧波形に影響を及ぼしていないように思える。これは出力電流値が 320 mA と少ないことによるものである。
・消費電力P[W]≒6.8
・歪み率：*VDH*[%]=101

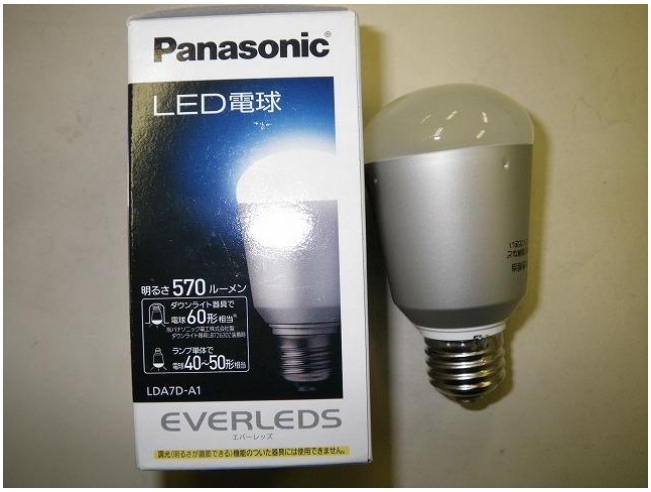

図 12：EVERLEDS 製品画像

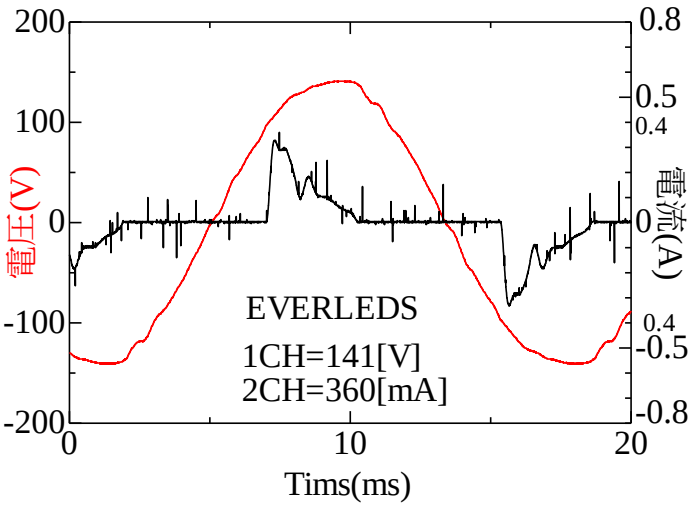

図 13：EVERLEDS 電流波形

・**製品名：E-CORE「電球色」**　（分類：LED 電球）
・製造元：東芝ライテック（株）
・型式：LEL-AW6L/2
・規格：定格電圧 100V,　定格電流 0.12A,　定格消費電力 6.9W
・観測結果：　観測波形を図 14 に示す。図 13 と同様に出力電流波形は正弦波ではなかった。しかし、図 13 と違う点は、パルス的な電流の上昇・下降が複数回あるのが確認される。
・消費電力 *P*[W] ≒7.4
・歪み率：*VDH*[%]=112

図 14：*E ―CORE* 製品画像

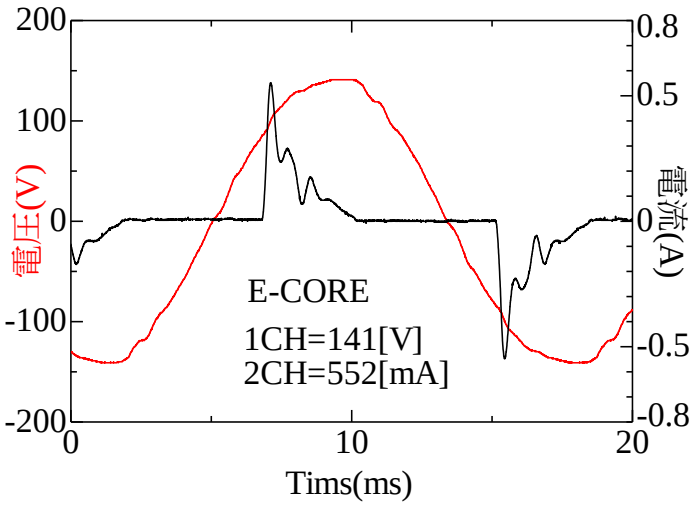

図 15：*E ―CORE* 電流波形

・**製品名：SERIES600（電球色）**（分類：LED 電球）
・製造元：SHARP（株）
・規格：7.5W,0.076A,100V
・形名：DL-L601L
・観測結果：観測波形を図 17 に示す。図 13・15 と大きく違うのは、歪であるが正弦波電流波形が観測されることである。歪み率は他の LED 電球よりもはるかに小さい。
・消費電力P[W] ≒7.5
・歪み率：VDH[%]=14.6

図 16：SERIES600 製品画像

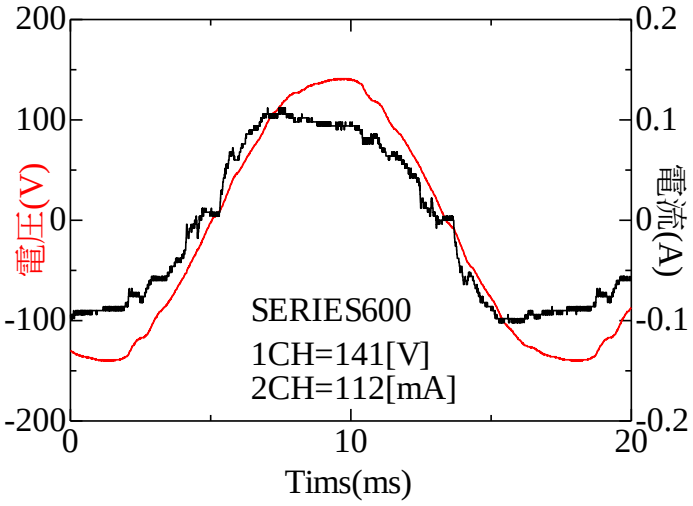

図 17：SERIES600 電流波形

・**製品名：パルナックボール電球形蛍光灯**（分類：LED 電球）
・製造元：パナソニック（株）ライティング社
・規格：100V,0.2A,12W
・形名：EFA12EL/2T
・観測結果：観測波形を図 19 に示す。観測より電流波形は正弦波ではなかった。図 14 の LED と同様に頂点付近で急激に電流が増加し、振幅頂点付近で電流は減少して一度、ON 状態になっているのが確認される。図 17 の LED 以外と同じように歪み率は 100 を超えている。
・消費電力P[W] ≒12.6
・歪み率：*VDH*[%]=106

図 18 パルナック電球製品画像

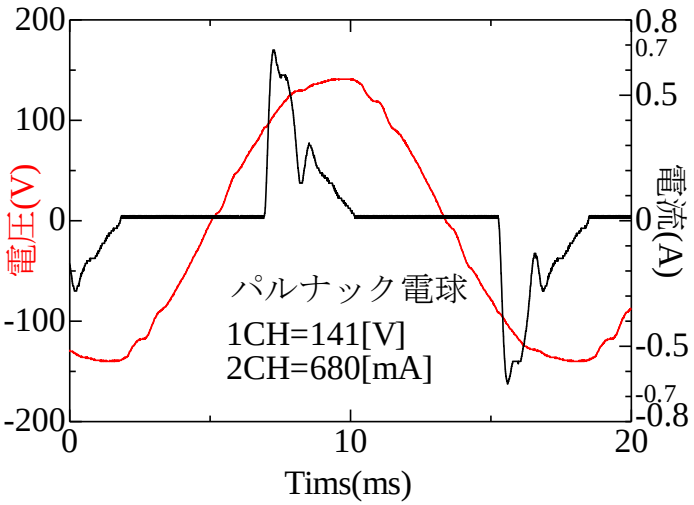

図 19：パルナック電流波形

3-5.2 ノート PC 用 AC アダプター

・**製品名：ultraslim ac/dc adapter hpf17819**

・製造元：lenovo

・規格：入力：100V-240V~1.5A　50-60Hz

　　出力　：19V = 3.16A

・型番：ac/dc adapter

・観測結果 : 観測波形を図 21 に示す。観測波形より電流波形は正弦波ではなかった。電流量が規格よりも多く流れてきたのが気になる点である。電圧波形の振幅頂点付近が他の波形と比較すると凹んでいるのが確認される。

・消費電力P[W] ≒53.2

・歪み率：*VDH*[%]=97.36

図 20：ultraslim 製品画像

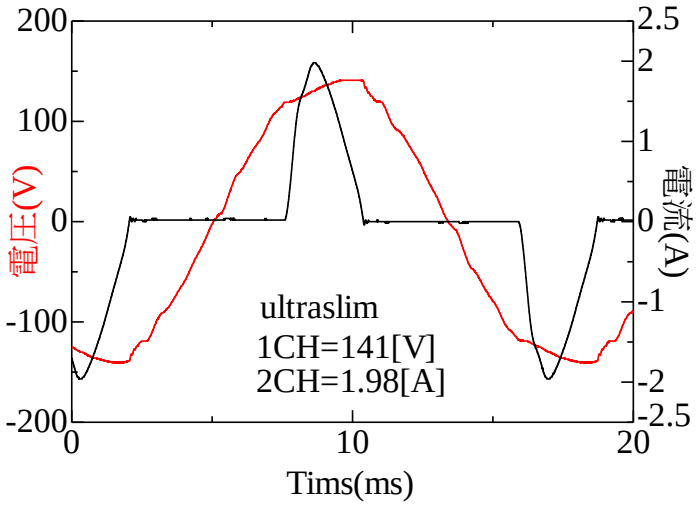

図 21：ultraslim 電流波形

・**製品名：lenovo ノート PC**
・製造元：lenovo
・規格：入力電圧 100V,　入力電流~1.0A,　50/60Hz
出力電圧 19V　出力電流 2.0A
・観測結果：観測波形を図 23 に示す。観測より電流波形は図 20 と同様に正弦波波形ではなかった。極僅かにだが図 20 の電流波形よりも急激に電流が増加している。図 20 と同様に電圧波形の振幅頂点付近での凹みがあるのが確認される。
・消費電力 *P* [W] ≒27.3
・歪み率：*VDH*[%]=112

d

図 22：*levono* 製品データ

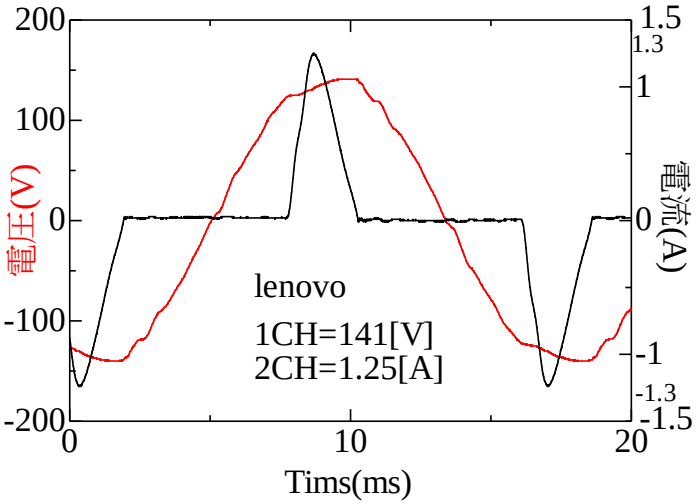

図 23：*levono* 電流波形

・**製品名：90W-AC ADAPTER（DELL AC ADAPTER）**
・製造元：DELL
・規格：入力　定格 AC 電圧　100-240V,　AC 電流　1.5A
出力　DC 電圧 19.5V、定格電流 4.62A、消費電力 90W
・観測結果：観測波形を図 25 に示す。観測より電流波形全体で歪みは観測されるが電流波形は正弦波で出力されていた。AC アダプター関連では唯一正弦波出力していた製品だった。高調波電流の遮断が高い製品だと思われる。
・消費電力 *P*[W] ≒24.2
・歪み率：*VDH*[%]=14.38

図 24：DELL 製品画像

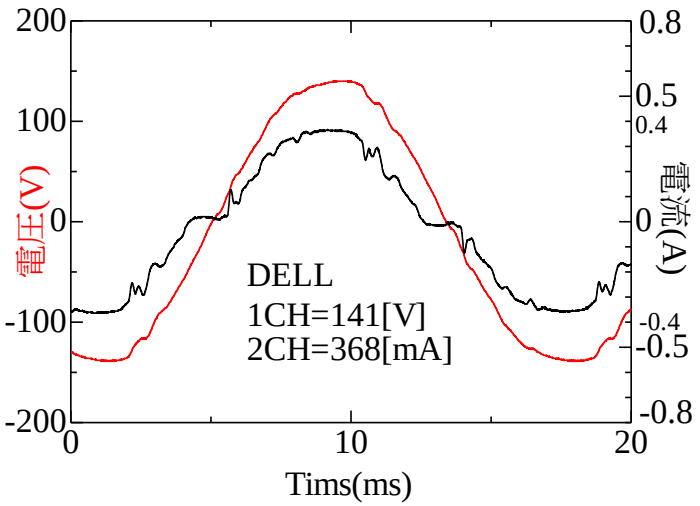

図 25：DELL 電流波形

3-5.3 その他

・製品名：はんだごて

・製造元：ホーザン（株）

・規格：定格電圧 100V、定格消費電力 20W

・型番：H-829

・観測結果：観測波形を図 27 に示す。観測より電流波形は正弦波を出力していた。入力波形と比較しても相似の関係であるから、白熱電球と同じ非線形素子がないために歪みがないのだと思われる。

・消費電力P[W] ＝ 17.6

・歪み率：*VDH*[%]=2.395

図 26：はんだごて製品画像

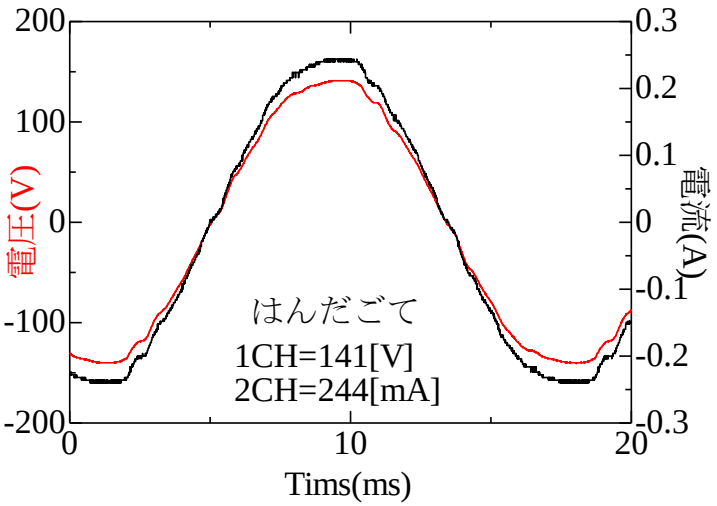

図 27：はんだごて電流波形

・**製品名：30*cm* リビング扇風機**
・製造元：（株）電響社
・規格：定格電圧 100V、定格消費電力 37/41W、周波数 50/60Hz
・型番：DUM-309
・観測結果：観測波形を図 29 に示す。観測より電流波形は正弦波を出力していたが、上記 2 種類の正弦波出力波形と比較すると、波形に少しの歪みが生じているのが確認される。扇風機は交流用モーターを使用しているため AC アダプターのように直流変換しない。そのために出力の歪み分は扇風機で使われる非線形素子によるものと考えられる。
・消費電力 P[W] ≒28.8
・歪み率：VDH[%]=3.675

図 28：扇風機製品画像

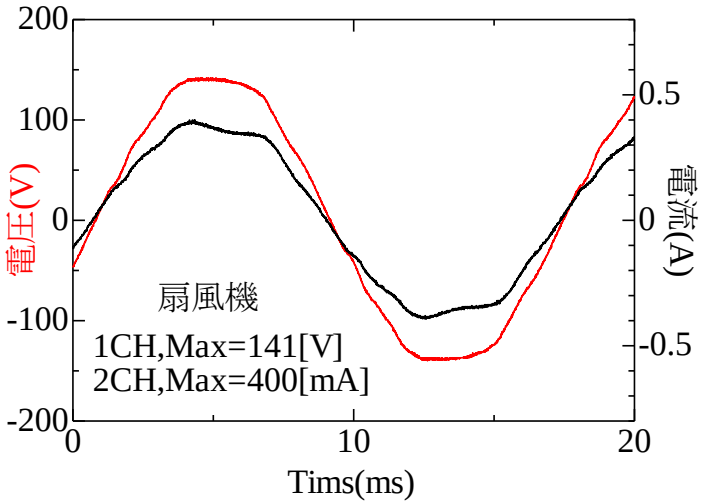

図 29：扇風機電流波形

・**製品名：VIERA（ビエラ）**　（分類：液晶テレビ）
・製造元：松下電器産業（株）/Pnasonic
・型式：TH-14LB2
・規格：入力　AC 電圧 100V,　134VA,　周波数 50/60Hz
・観測結果：　観測波形を図 31 に示す。LED 電球よりは出力電流が多く流れているのが観測された。しかし、正弦波出力波形ではないのが分かる。また、交流入力電圧の振幅最大付近で上記 LED 電球と比較すると歪みが発生しているのが確認できます。これは、LED 電球よりも VIERA の高調波電流が入力波形に悪影響を及ぼしているのが読み取れる。
・消費電力 $P(t)$ [W] ≒37.4
・歪み率：VDH[%]=119

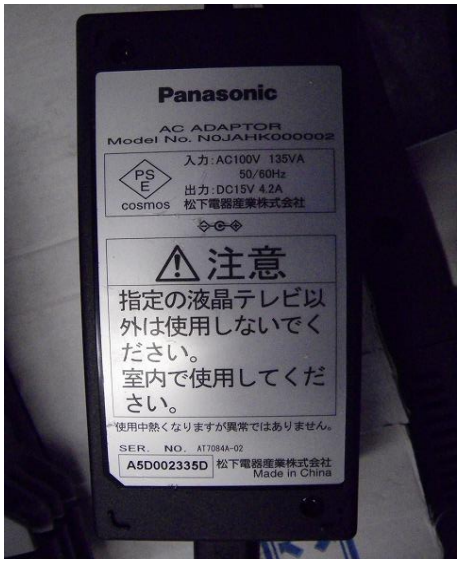

図 30：液晶テレビ製品画像

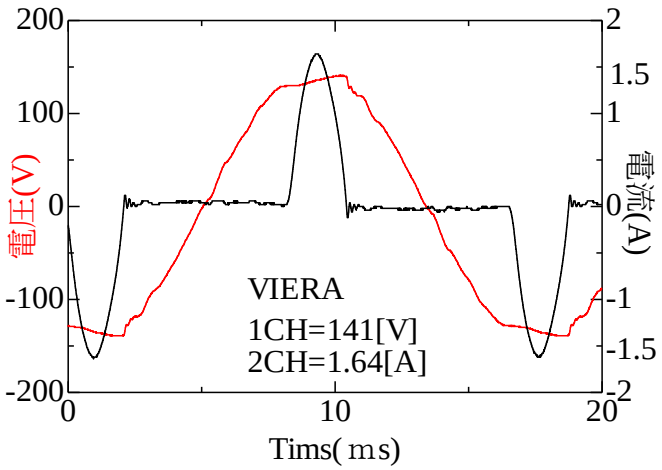

図 31：液晶テレビ電流波形

・**製品名：エンジニア　ライトルーペ**
・製造元：（株）エンジニア
・型式：SL-40
・規格：定格電圧 100V,　 定格消費電力 20W,　周波数 50/60Hz
・観測結果：観測波形を図 33 に示す。他の観測と同様に出力波形が正弦波ではなかった。波形の特徴としては電流降下が緩やかになるのが分かる。入力波形に対して出力波形の歪みを影響及ぼしているようには見えない。
・消費電力 *P*[W] ≒25.2
・歪み率：*VDH*[%] ＝106

図 32：ライトルーペ製品画像

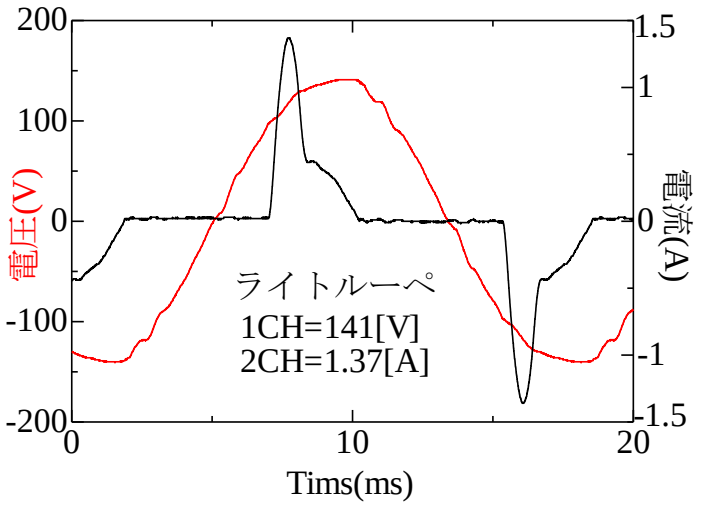

図 33：ライトルーペ電流波形

3-6 交流電源による波形測定

図 34 のプログラマブル交流電源は、正弦波波形を発振する電源装置である。白熱電球などの非線形素子を使用してない製品に歪みが発生しているのは大学電源に約歪みが発生していると考えられる。従って、歪みがない正弦波波形を使用した波形が必要である。図 34 の交流電源を使用した高調波波形を図 35~38 に示す。

観測より図 35 の白熱電球は、歪みもない波形の観測ができた。観測データより高調波電流の歪み率は 0.31%と、ほぼ 0 に近かった。図 36 は図 15 と比較すると、電流下降中に振幅をしていないことが分かる。歪み率から読み取ると基本波よりも歪んでいるが、電圧波形は高調波電流の影響していないようである。図 37 は電圧波形に歪みを及ぼしているのが観測される。また、歪み率が大学電源よりも 30%ほど高く 140%が観測された。従って、スイッチング電源で発生する高調波電流は他の図 34・35 よりも多い。図 38 は、図 37 と同様に電圧波形が歪んでいるのが観測されるが、図 37 よりも歪みが少ない。歪み率では、136%と大学電源よりも 40%歪んでいる。結果、高調波電流による影響が大きいのは図 36・37 の AC アダプターである。

※観測製品は上記 3-5 と同様のため説明を省略する。以下は交流電源のスペックである。

製品名：EC1000S プログラマブル交流電源

製造元：株式会社エヌエフ回路設計ブロック

規格：定格出力電圧 100Vrms（100V レンジ）、200Vrms（200V レンジ）、
　　最大出力電力 1kVA（AC200V 入力時）

本研究においては高調波電流を測定するために利用される。電源とスライドトランスの間に接続する。それ以外の測定方法は節 3-5 と同様である。

使用方法は EC1000S 取扱説明書を参考とする。

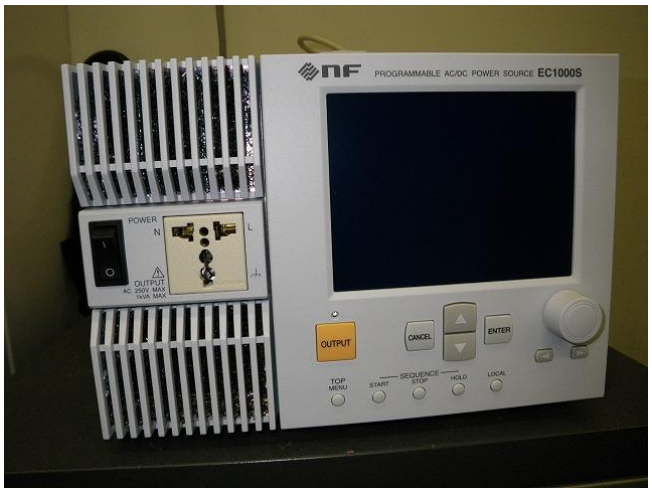

図 34：プログラマブル交流電源

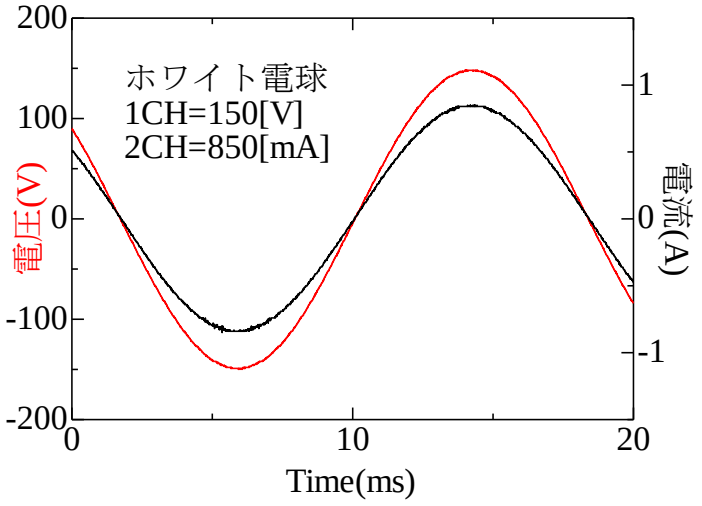

図 35：白熱電球

歪み率：0.31%（大学の電源：2.186%）

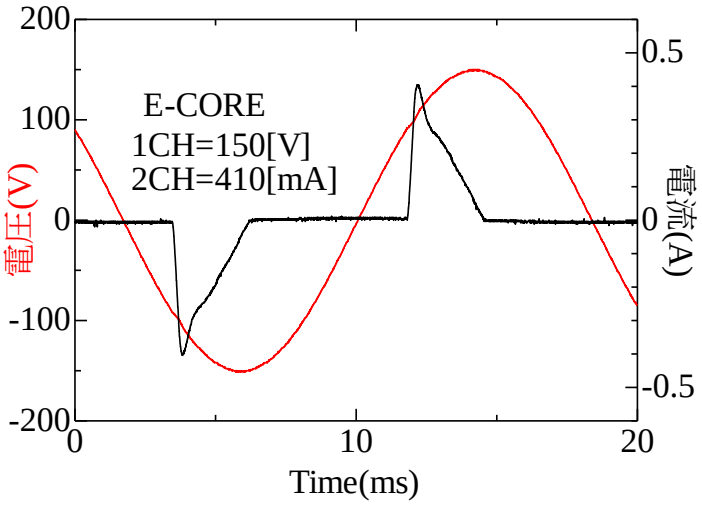

図 36：LED 電球

歪み率：105%（大学の電源：112%）

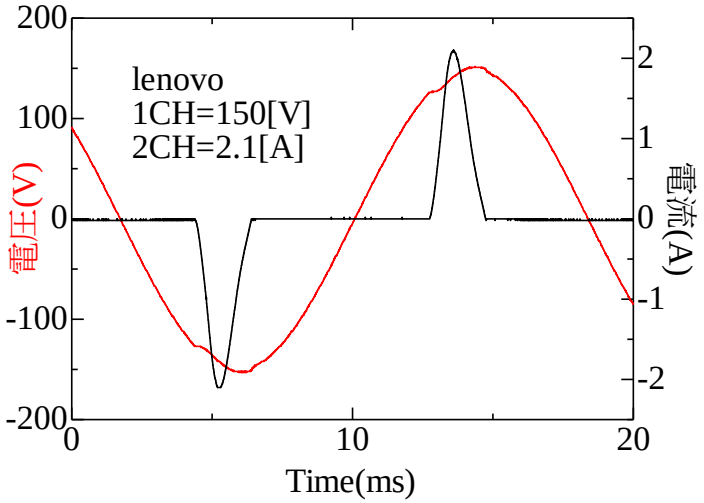

図 37：ノート PC　AC アダプター
歪み率：140%（大学の電源：112%）

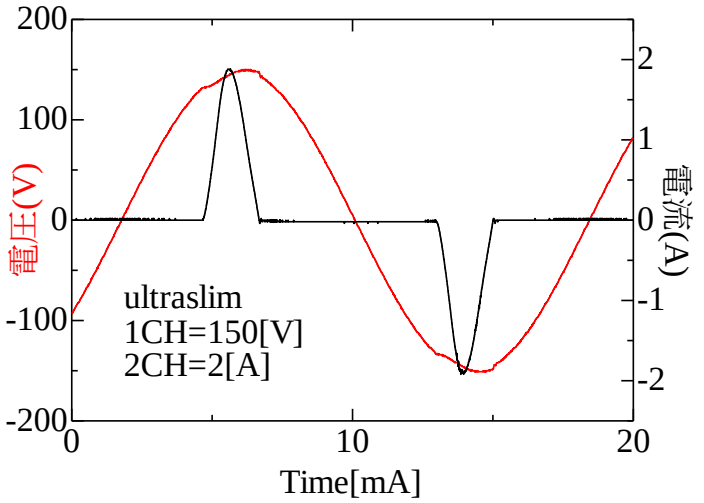

図 38：ノート PC　AC アダプター②
歪み率：136%（大学の電源：97.36%）

3-7 考察

節 3-5 より高調波電流を多く含んでいるのが図 23･25 のノート AC アダプターであるが、逆に白熱電球はスイッチング素子を使用していないため歪みは発生しないはずである。それは、節 3-6 図 35 の観測波形で確認される。大学電源と交流電源とでは 2%程度の歪み率の差が発生していることを考察してみる。

次の図 39 が 7:30~19:30 の 1 時間ごとに測定した大学電源電圧の歪み率である。絶縁トランスを電源に接続した状態で、電圧のみをオシロスコープの FFT アナライザー

で測定を行った。その結果、図 39 より大学の電源電圧には平均で 2.2%程度の歪みが発生しているのが確認できる。これは大学内の電気機器すべてに発生している高調波電流が電源電圧に影響によるものだと考えられる。また、節 3-7 の図 37 の電圧波形の歪み率は 1.6%である。

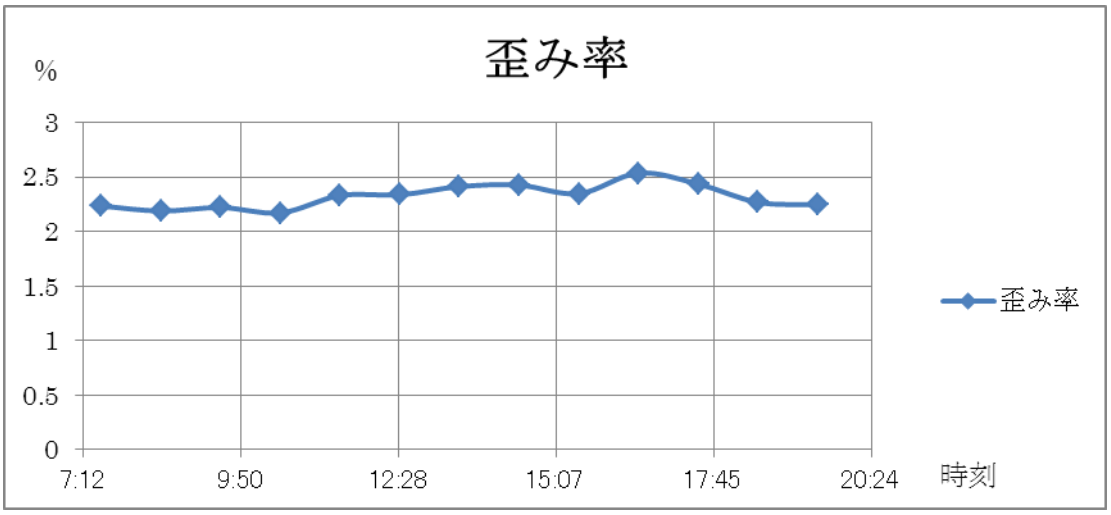

図 39：大学電源の時間帯における歪み率グラフ

3-8 まとめ

大学電源と交流電源の 2 つを使用した高調波電流測定を行った。その結果、高調波電流が電源電圧に歪みしているのが確認された。観測により歪みが大きいのは、電流がパルス的な形によるものである。よって、交流電圧に対して正弦波から外れるほど歪みが大きくなるといえる。節 3-6 図 36 での交流電圧の歪み率は 1.6%である。そして、波形を歪ましていた部分は波形頂点付近であるので、製品の歪みの影響は振幅最大付近であると観測より確認できる。大学電源が歪むのは、大学敷地内で接続している電子機器のスイッチング素子などから発生する高調波電流の蓄積によるものである。蓄積による歪み影響は電圧波形全体に及ぶことが節 3-5 図 7 で観測した交流電圧波形から確認できる。

第 4 章 AC アダプター試作回路

4-1 目的と概要

3 章の観測結果より身近な AC アダプターから高調波電流が多量に含まれていることが分かった。本研究においては、観測した AC アダプターから高調波電流を抑制した AC アダプターを試作することがこの章の目的である。

4-2 回路構成

この図 40 の概略図は試作 AC アダプターの構成である。この回路の出力波形は sin 波となる。以下が sin 波を出力される式である。

$$I = Io \times \sin^2 \omega t = Io \times \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t) \cdots \text{(式 4-1)}$$

$$Pout = VI = Vo \times \sin^2(\omega t) = \alpha \times Pi \cdots \text{(式 4-2)}$$

$$Pin = \frac{1}{\alpha} \times Pout = \frac{1}{\alpha} \times Vo \times \sin^2(\omega t) \cdots \text{(式 4-3)}$$

$$i = \frac{Pin}{v} = \frac{\frac{1}{\alpha} \times Vo \times Io \times \cancel{\sin^2(\omega t)}}{Vi \times \cancel{\sin(\omega t)}} = \frac{Vo \times Io}{\alpha \times Vi} \times \sin \omega t \cdots \text{(式 4-4)}$$

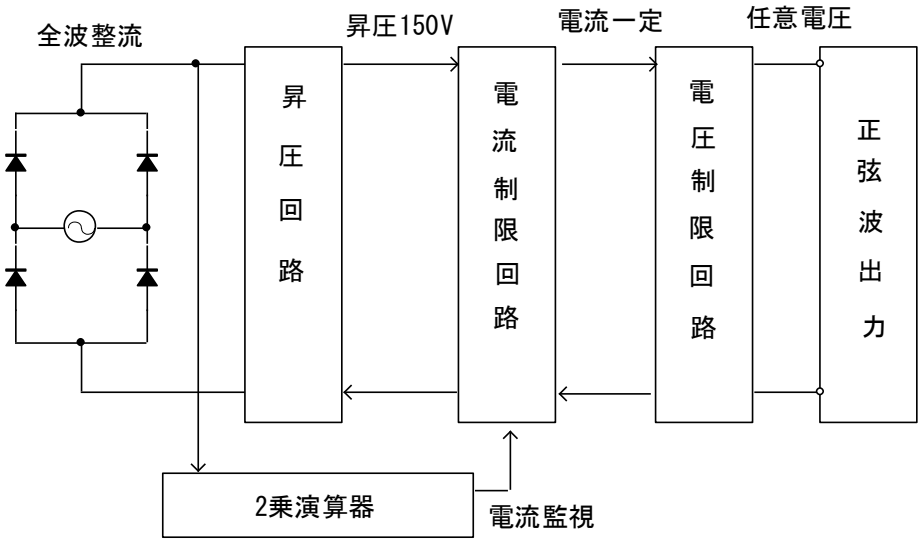

図 40：AC アダプター概略図

4-3 オペアンプ

オペアンプとは演算増幅器の略称である。今回、AC アダプターを作製するにあたり、昇圧回路にはオペアンプを用いた非反転増幅器・減算回路・指数回路・対数回路が利用される。

4-4 非反転増幅器

非反転増幅回路は、入力電圧を同じ極性で増幅する回路である。この増幅器を図41に示す。この回路は、二つの端子がイマジナリショートとなるように動作を行う。そのため正相入力と非正相入力の電圧が等しくなるようにオペアンプの出力側から電流 *i* が流れ出し、式 4-5 が成り立つ。出力電圧 *Vout* は式 4-6 になる。式 4-6 に式 4-5 を代入し電圧増幅率（$\frac{Vout}{Vin}$）は式 4-7 である。

$Vin = R1 \times i$・・・・（式 4-5）

$Vout = (R1 + R2) \times i$・・・（式 4-6）

$\frac{Vout}{Vin} = 1 + \frac{R2}{R1}$・・・・・（式 4-7）

式 4-7 より非反転増幅器の *Vout* は式 4-8 になる。

$Vout = (1 + \frac{R2}{R1}) \times Vin$・・・・（式 4-8）

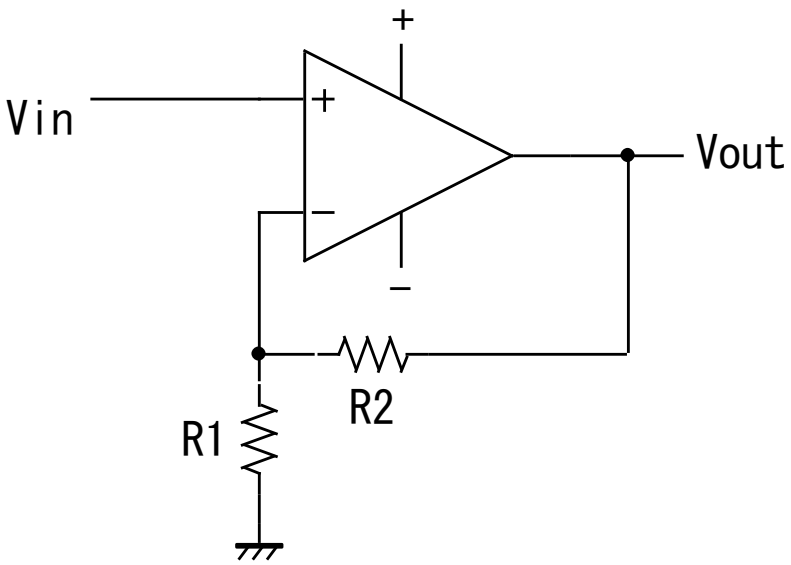

図 41：非反転増幅器

4-5 減算回路

減算回路とは、二つの入力電圧の差に比例した出力電圧を得る回路である。回路図は図 42 に示す。次に以下のような流れで電圧は出力される。

この演算増幅器の *R2* に流れる *I2* は正相入力には電流が流れないため、すべての電流 *I2* は *R*3 に流れなければならない。したがって、電圧 *Vb* は

$Vb = \frac{Vin2}{R2+R3} \times R3$・・・・（式 4-9）

となる。演算入力端子間の二つの入力端子間 *Va* と *Vb* の電圧はゼロであるから、抵抗 *R1* に流れる電流 i_1 は

$$i1 = \frac{Vin1 - Va}{R1} = \frac{Vin1 - Vb}{R1} = \frac{Vin1 - \frac{RsVin2}{R2+Rs}}{R1} \quad \cdots\cdots \text{(式 4-10)}$$

となる。この電流 i_1 は、すべて抵抗 *Rf* を流れるので出力電圧 *Vo* は

$$Vo = Va - i1 \times Rf = Vb - i1 \times Rf \quad \cdots\cdots \text{(式 4-11)}$$

となる。式（4-9）～（4-11）より、

$$Vo = -\frac{R3Vin2}{R2+R3} - \left(V1 - \frac{R3Vin2}{R2+R3}\right)\frac{Rf}{R1}$$

$$\mathrm{Vo} = \frac{R3(R1+Rf)Vin2}{R1(R2+R3)} - \frac{RfVin2}{R1}$$

$$\mathrm{Vo} = \frac{(R1+Rf)Vin2}{R1\left(\frac{R2}{Rs}+1\right)} - \frac{RfVin1}{R1} \quad \cdots\cdots \text{(式 4-12)}$$

ここで$\frac{Rf}{R1} = \frac{R3}{R2}$と抵抗値を決めて、(式 4-12)を用いると

$$Vo = -(Vin1 - Vin2)\frac{Rf}{R1}$$

$$Vo = (Vin2 - Vin1)\frac{Rf}{R1} \quad \cdots\cdots \text{(式 4-13)}$$

となり、*Vin*2 を *Vin*1 で減算する回路となるのである。

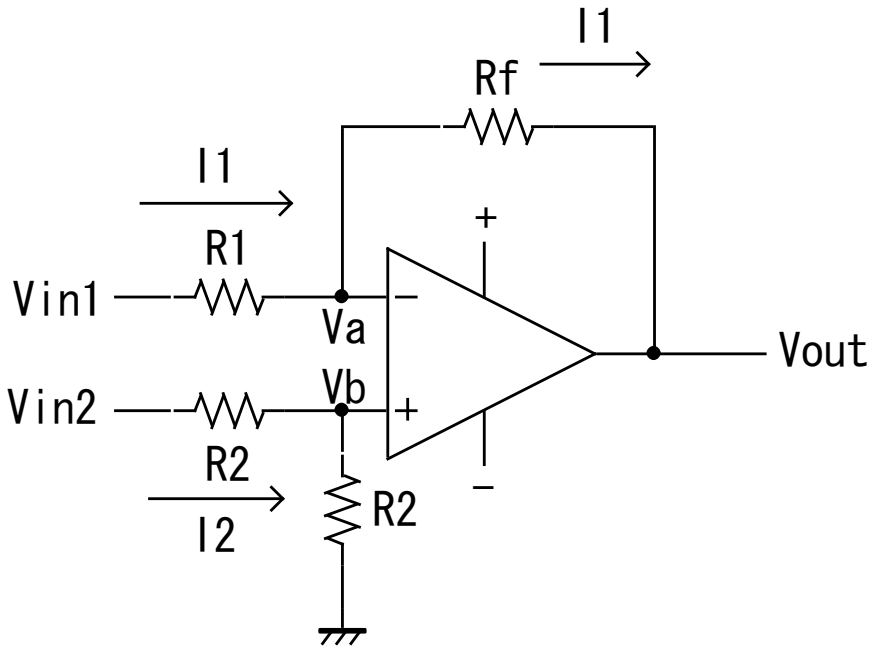

図 42：減算増幅器

4-6 対数増幅器

対数増幅器とは、非線形な電圧電流特性を持った素子とオペアンプを組み合わせた回路である。たとえば、反転増幅器の抵抗を非線形素子（ダイオード）に置き換えることで対数増幅器となるなどオペアンプに違う特性を引き出せる。この非線形素子に流れる電流 *i* と電圧 *v* の関係が

$i = f\ (v)$ ・・・・（式 4-14）

の関数になるであるから、図 43 のように反転増幅器の帰還抵抗を非線形素子に置き換えると、この回路の方程式は

$\frac{Vin}{R} + f\ (Vo)\ = 0$・・・・（式 4-15）

であり、出力電圧 *Vo* は

$Vo = f^{-1}\left(-\frac{Vin}{R}\right)$ ・・・・（式 4-16）

となる。ただし、f^{-1}は関数 *f* の逆関数である。

他の非線形素子はトランジスタなどが挙げられる。図 43 のようにダイオードに加える電圧を *V* とすると理論的には次式で、

$if = Is\ (e^{\frac{q}{kT}V} - 1)$ ・・・・（式 4-17）

ここで、

q：電子の電荷量　　$1.602 \times 10\text{^}(-19)$　　[*C*]
k：ボルツマン定数　$1.381 \times 10\text{^}(-23)$　　[*J/K*]
T：絶対温度　[K]
Is：逆方向飽和電圧　[*A*]

である。

式（4-17）は、温度が *T=300K* の時に、$\frac{kT}{q} \fallingdotseq 2.6$mV であるから、*V>200*mV の場合は近似してきて、

$If = Is\ (e^{\frac{q}{kT}V})$ ・・・・（式 4-18）

であるから、上式により逆関数を求めると、

$V = \frac{kT}{q} ln \frac{If}{Is}$・・・・（式 4-19）

と表す。ただし、*ln* は自然対数である。

したがって、反転増幅器の帰還抵抗をダイオードに置き換えた図 43 の回路の出力電圧 *Vo* は式（4-16）と式（4-18）から、

$Vo = -\frac{kT}{q}\{\ln(\frac{Vin}{R}) - \ln(Is)\}$・・・・（式 4-20）

となり、自然対数（*ln*）の演算式となる。

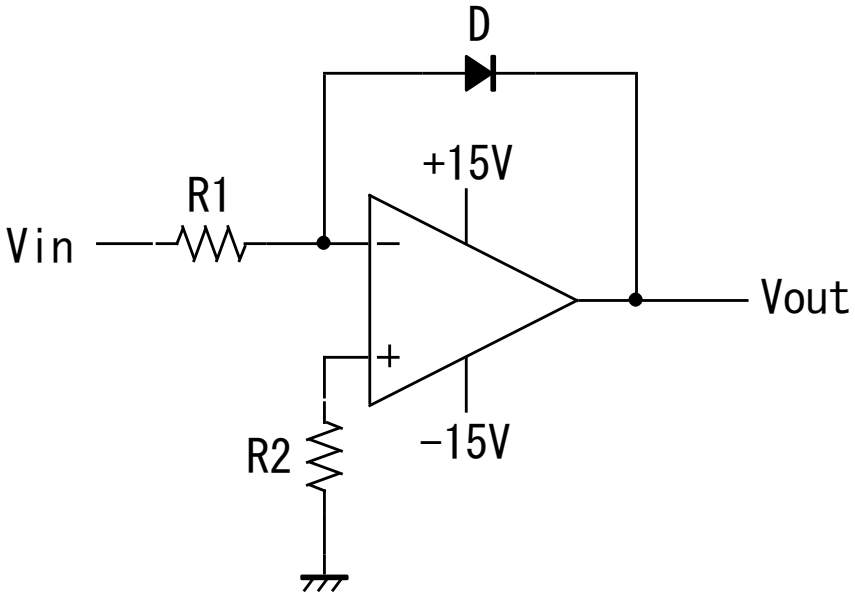

図 43：対数増幅器

4-7 指数増幅器

指数増幅器とは逆対数増幅器とも呼ばれ、対数の逆関数である。非線形素子の接続場所を変更することにより実現できることを図 44 に示す。この回路の出力電圧 *Vo* は

$Vo = -Rf \times f\ (Vin)$ ・・・・(式 4-21)

であるから、非線形素子にダイオードを使用し、(式 4-21)代入することで

$Vo = -Rf \times Is \times e^{\frac{q}{kT}Vin}$ ・・・・(式 4-22)

となり、指数（*exp*）の演算できる。

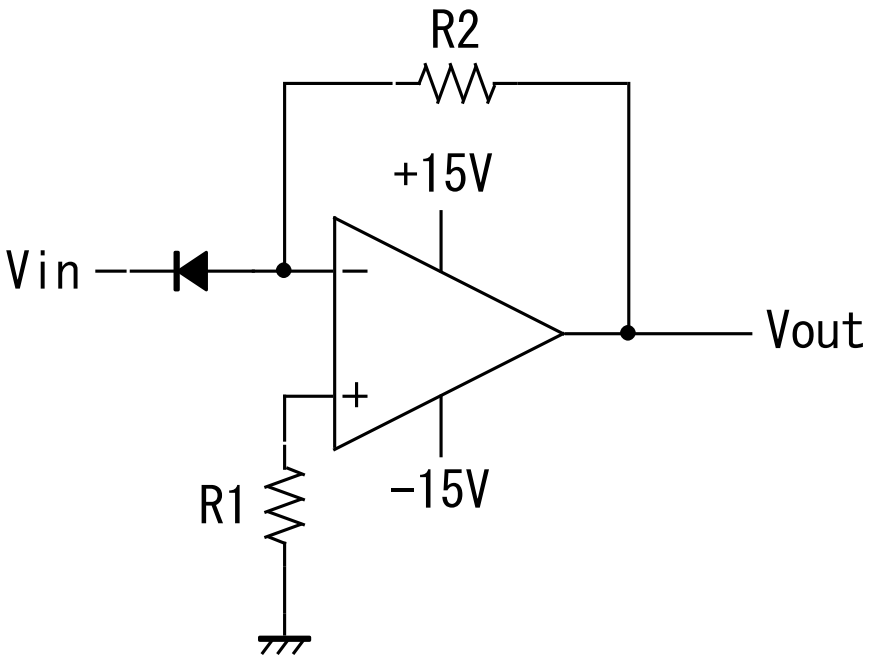

図 44：指数増幅器

4-8　2 乗演算器

2 乗演算器は、べき乗演算器の一つである。

オペアンプは、対数増幅器と指数増幅器を組み合わせることで、乗除算やべき乗の演算回路ができる。これは、ある変数値の乗除は、対数変換後は和と差になるという原理に基づいている。本研究においては、べき乗演算回路のみを図 45 に記す。

入力信号電圧 *Vin* を対数変換器で変換した後、増幅器で *A* 倍する。その後、指数変換器で逆変換すると、出力電圧 *Vo* は次式で与えられる。

$Vo = A \times Vin$・・・・(式 4-23)

本研究においては、図 45 の対数増幅器の非線形素子部分にダイオードの 2 個直列することで、2 倍の出力電圧が発生する。これを利用して一般的な 2 乗演算器と同じ動作が可能である。本来のべき乗演算器は、対数増幅器と指数増幅器の間に *A* 倍の増幅器は反転あるいは非反転増幅器で構成するのが一般的である。

次に 2 乗演算器の出力電圧 *Vo* は

$Vo = a \times Vin^2$・・・・(式 4-24)

a：傾き

となる。この *a* の部分は *R*1 と *R*2 の対数増幅器で決まる。これを入力抵抗と呼称すると、指数増幅器の *R*3 と *R*4 は出力抵抗である。

まず、2 乗演算器として理想なのは傾き *a*=1 である。しかし、実験においては必ずしも *a*=1 にならないため、次式では傾き *a* を求める式は

$a = \frac{Vo}{Vin^2}$・・・・（式 4-25）

となる。(式 4-25)を利用してマルチメーターから算出される電圧を代入して本研究の傾き *a=1* の抵抗値は

入力抵抗：*R1=R2*=1.375MΩ

出力抵抗：*R3=R4*=10kΩ

である。しかし、極小電圧（*0~0.5*V）では *a*=1 にはならないのが下の表 1 で、これでは 2 乗演算器としては精度が悪い。

Vin	*Vout*	傾き *a*
0.1026	0.0084	0.797966
0.2154	0.036	0.77591
0.408	0.147	0.883074

表 1：傾き計測値①

次に

入力抵抗：*R1=R2*=0.86 MΩ

出力抵抗：*R3=R4*=3.3kΩ

とすると表 2 の結果である。表 1 と比較しても精度が高くなっているのが見て取れる。

Vin	*Vout*	傾き *a*
0.0539	0.0031	1.067049
0.0647	0.0041	0.979434
0.0753	0.0053	0.934729
0.086	0.0067	0.905895
0.0968	0.0085	0.907127
0.1	0.01	1
0.2	0.0376	0.94
0.3	0.084	0.933333
0.4	0.16	1
0.5	0.245	0.98

表 2：傾き計測値②

この原因としては、対数増幅器から指数増幅器へ入力される対数出力電流が極小電圧時に少なすぎるため、指数増幅器の動作に影響が与えられることによるものである。従って、入力抵抗を下げ、傾き *a*=1 に入力抵抗を調整すれば、対数増幅器からの出力電流量を改善することができる。なお、出力抵抗を 1ｋΩに設定した場合でも入力抵抗 0.485MΩで傾き *a*=1 にすることができるが、精度は出力抵抗 3.3kΩとほぼ変わりないのが実験で確認されたため、1kΩより消費する電流が少ない出力抵抗 3.3ｋΩが本研究では理想的な抵抗である。

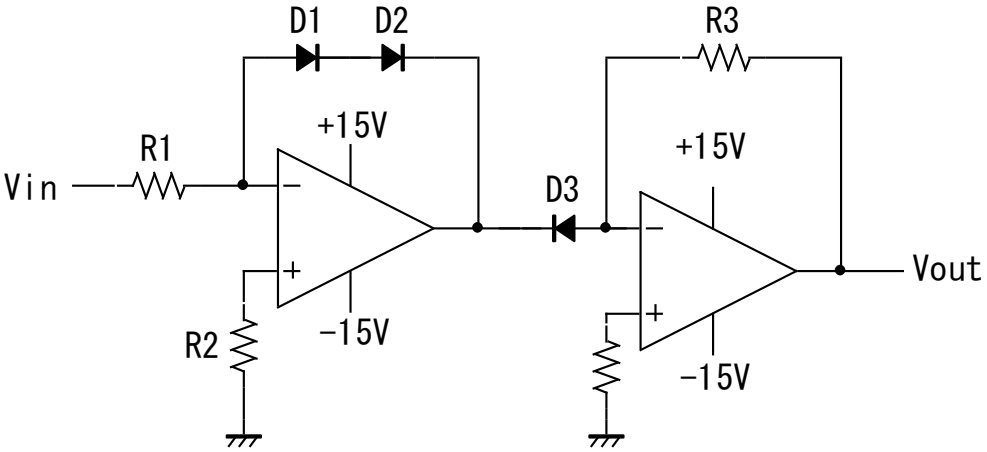

図 45：2 乗演算器

次の図 46 は本研究で完成した 2 乗演算器の出力電圧をグラフ化したものである。

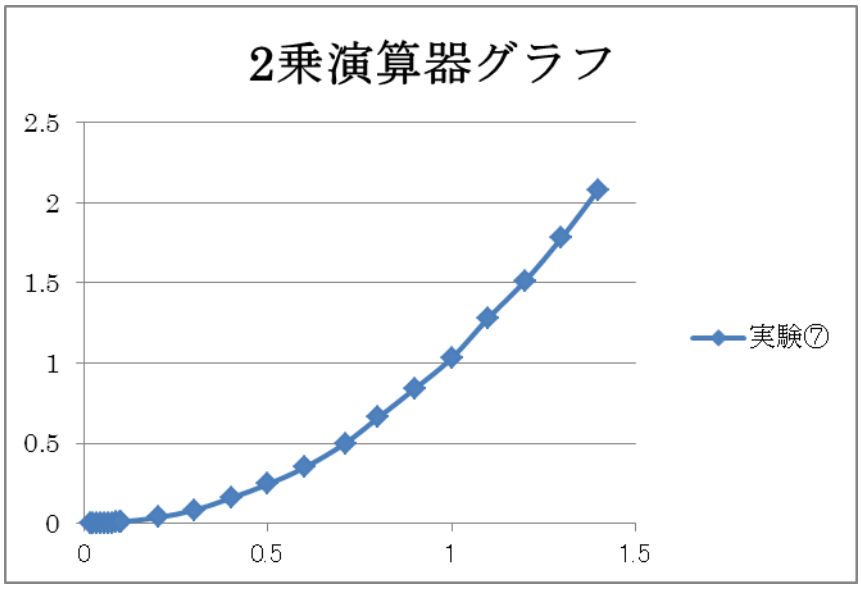

図 46：2 乗演算器の出力グラフ

配線時は、昇圧回路へのパルス制御として図 54 の$\frac{1}{15}$分圧回路によって AC 入力が

0~10V に分圧された入力電圧となるから、図 45 のままの回路構成で入力されると *Vout* が最大入力時、10V で出力電圧 100V に増幅されるのである。オペアンプの耐圧を超えるため、図 47 の回路図のように R1 手前の分圧回路の 5 k Ω の可変抵抗の調整で 0~3V に入力電圧を操作できる。従って、2 乗演算器からは 0~9V の出力されるようになる。なお基板配置する際は GND には 2.5V 印加する必要がある。これによってオペアンプの負端子に GND を接続しても対数増幅器は動作することができる。また、図 45 で *a*=1 にしておけば、図 47 では *R5* の可変抵抗で調整すれば Duty 値のシフトがで

きる。

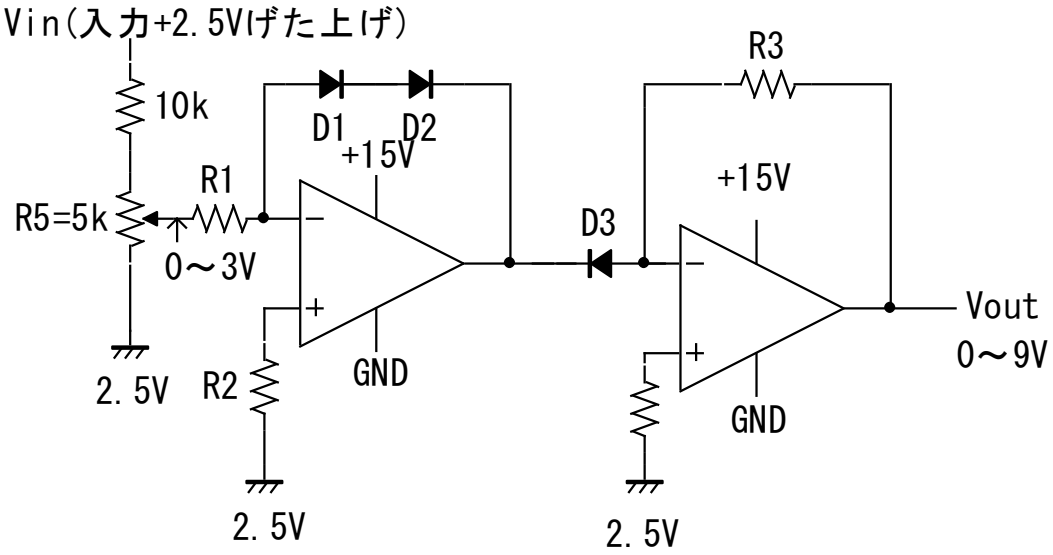

図 47：2 乗回路（基盤配線）

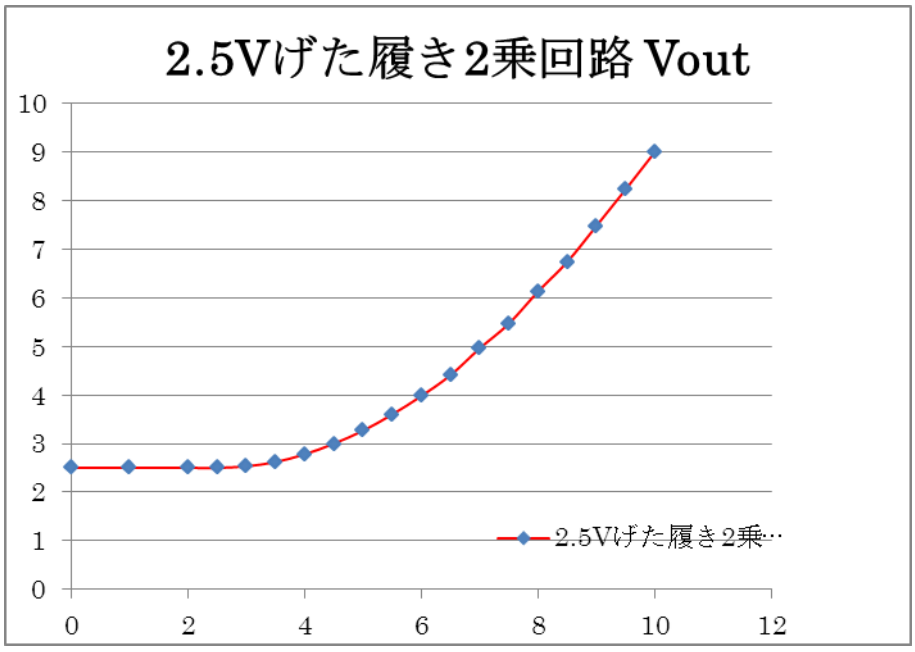

図 48：2.5V げた履き回路

4-9 昇圧チョッパ回路

4-9.1 昇圧チョッパ回路動作原理

昇圧チョッパ回路はステップアップ DC-DC コンバータとも呼ばれる。入力電圧に対して出力電圧が高くなる回路である。これはインダクタンスに蓄積したエネルギーを SW 制御で入力電圧＜出力電圧という関係を作り出している。

図 49・50 が昇圧チョッパ回路の原理図である。この回路は電源に接続したインダクタンス L のもう一方の端子をバイポーラ・トランジスタや FET を使ったスイッチ

SW で GND に対して ON/OFF し、インダクタンス L に蓄積したエネルギーを整流ダイオード D で取り出すものである。図 49・50 は SW が ON/OFF による各部の電圧、電流の変化である。

まず、SW が ON 状態にしているときは図 48 のように、電源→L→SW→GND というループで電流が流れ出る。この時 A 点の電位は、SW の ON 抵抗をゼロとすると GND 電位へ移り、ダイオードは OFF 状態となる。

次に図 50 のように SW を OFF 状態にすると、ON 状態で L に流れていた電流が止まる。つまり、L の両端に逆起電力 *E2* が発生するのである。これは SW が ON 状態のときにインダクタンス *L* に蓄積したエネルギーを放出しているのである（抵抗のように SW を OFF なる瞬間に電流が停止すると、L で電力が消費されることになる）。

このときの電流経路はダイオード D が ON となり、図 50 に示すように L→D→C→GND→電源という *C* を充電するループと、L→D→負荷→GND→電源という負荷に電流を供給するループができるのである。

この時 A 点の電位は、電源 *E* に L の逆起電力 *E2* が上乗せされるので、合成電圧 *E+E2* となる。従って、D の順方向電圧降下を *VF* とすると、この電源の出力電圧 *Vo* は、

$Vo = E + E2 - VF$・・・・（式 4-26）

である。ここで *E2* が *VF* よりも大きければ *E<Vo* となって昇圧チョッパ回路となる（実際の回路では *VF>>E2*）。

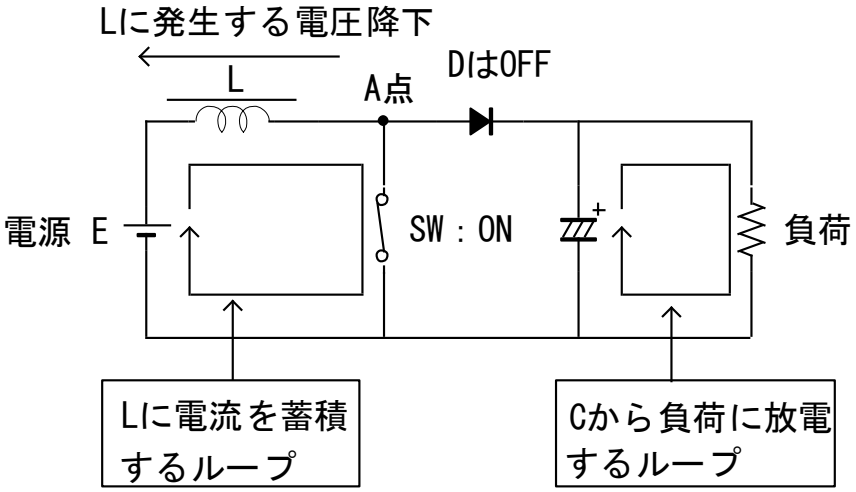

図 49：SW　ON

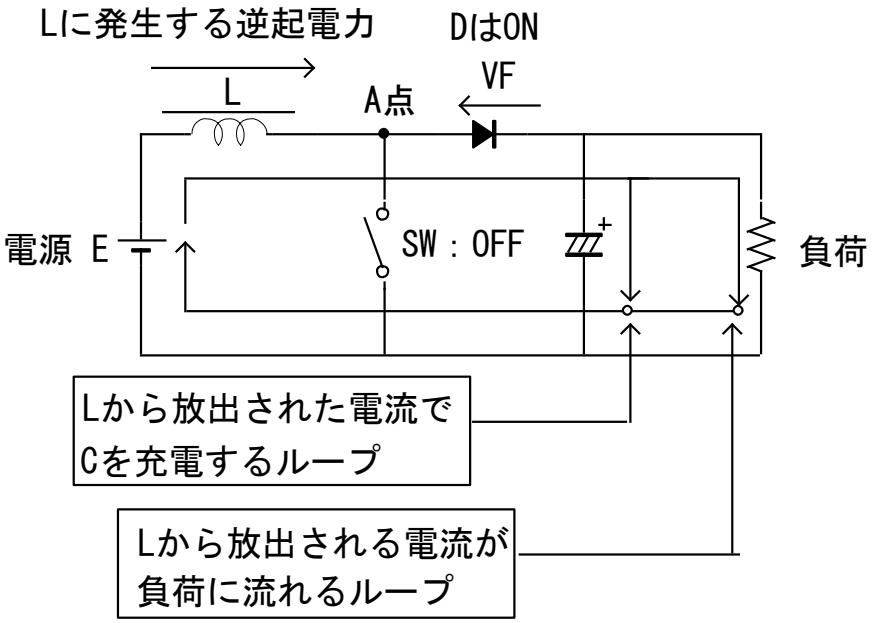

図 50：SW　OFF

4-9.2　スイッチング電源による Duty 制御の原理

昇圧チョッパ回路は、入力電圧よりも出力電圧が高い。しかし、出力電圧を一定に保たなければならない。本研究では、AC 電源より交流波形をブリッジダイオードによって全波整流して昇圧チョッパに入力電圧とするが、0~150V の電圧変化を発生しているのである。そのため、常に一定の電圧 *Vo* を出力するために図 51 に示すようにトランジスタによって ON/OFF 制御する必要である。ON/OFF による制御は Duty 比をコントロールすることによって利用できる。

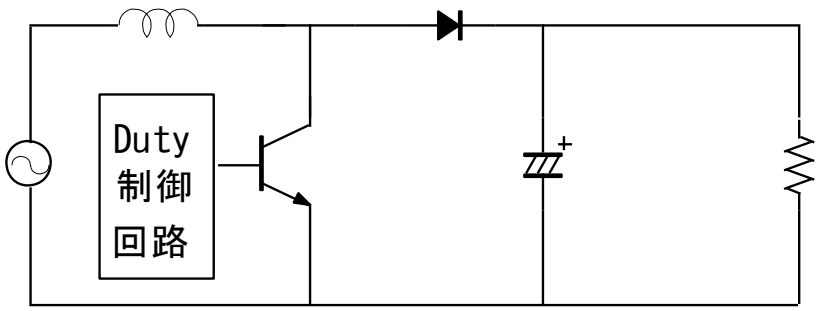

図 51：昇圧チョッパ回路

4-10　Duty 制御回路

Duty 制御回路とは、昇圧チョッパの出力電圧を一定にするために、パルス発振回路から発生するパルス波の Duty 時間を AC 電源の電圧変化に合わせてコントロールす

る制御回路である。回路の構成図 52 に示すように$\frac{1}{15}$分圧回路、5V 信号回路、減算回路、発振回路、ドライブ回路で構成されており、以下が各回路における説明である。

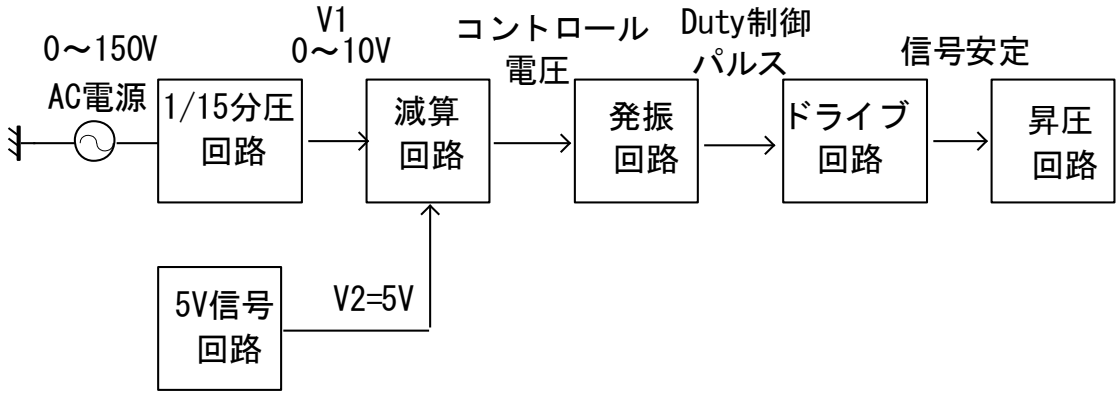

図 52：Duty 制御回路概略図(昇圧回路)

また、昇圧により 150V の一定の電圧が制御したとしても、回路内に流れる電流は時間的に変化する。これの制御を行わなければ、回路損壊してしまう。次の図 53 は回路が電流を調整するための電流制限回路の概略である。

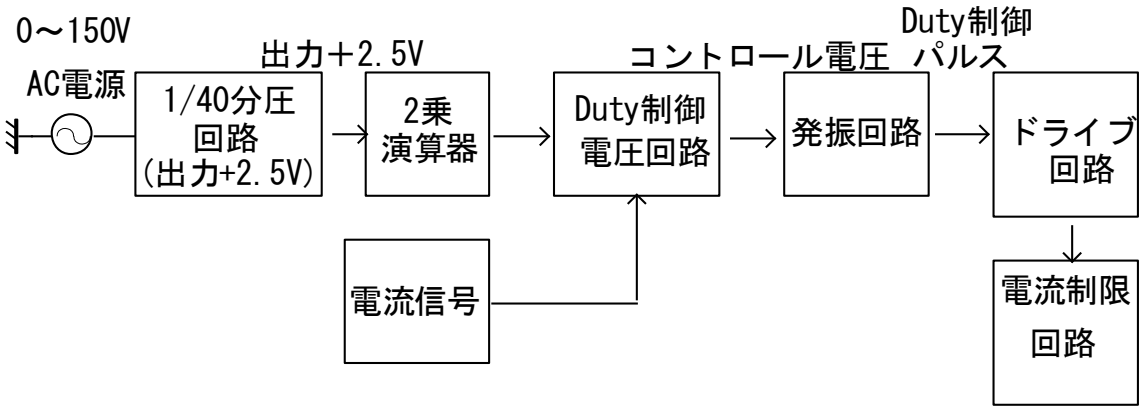

図 53：Duty 制御回路概略図(電流制限回路)

4-11　$\frac{1}{15}$分圧回路

本研究では AC 電源からの入力であるので、電圧が 0~150V に時間毎に変化する。だが、直接入力では電気回路素子の耐電圧を超える。従って、入力電圧を分圧する必要があるため、図 54 の$\frac{1}{15}$分圧回路、図 55 の出力＋2.5Ｖ出力回路内の$\frac{1}{40}$分圧回路が必要である。分圧回路の例として図 54 を用いて説明する。図 54 の回路は正相増幅器を元に構成おり、非正相入力側の電圧利得は

$Av = \frac{v2}{v1} = 1 + \frac{R5}{R4}$・・・・(式 4-27)

である。よって、式 4-27 の *R*4 と *R*5 を代入すると、

$Av = 1 + \frac{10k}{10k} = 1 + 1 = 2$・・・・(式 4-28)

となり、入力の 2 倍正相増幅器が完成する。

次に正相入力側の分圧抵抗を$\frac{1}{30}$なるように調整する。調整は *R*2 の可変抵抗を使い、正相増幅器の式より

$Vo = Av \times Vin$・・・・(式 4-29)

である。*Vin* は分圧抵抗により入力が$\frac{1}{30}$となり、正相増幅器から出力された電圧利得は式（4-28）を代入することで次の通りである。

$Vo = 2 \times \frac{1}{30} \times Vin = \frac{1}{15} Vin$・・・・(式 4-30)

これにより、$\frac{1}{15}$分圧抵抗回路が完成である。

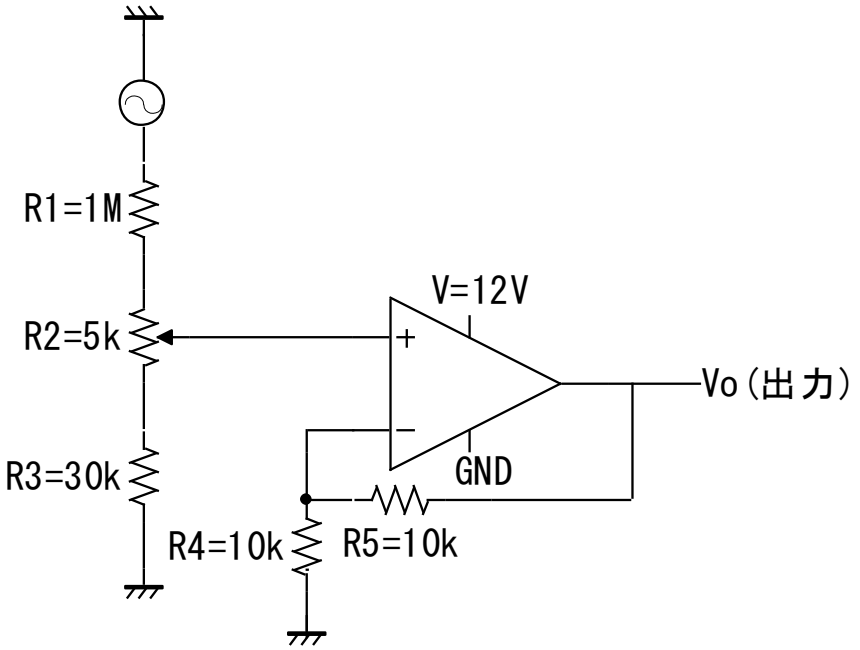

図 54：$\frac{1}{15}$分圧回路

次の図 55 の回路が 2 乗回路を駆動させるために入力に対して 2.5Ｖげたを履かせた出力をする回路である。これは、入力電圧を$\frac{1}{40}$にして、出力電圧の初期が入力 2.5V 以上

の状態で上昇を開始、最終的に 150V を印加した時に 10V を出力する回路である。図 55 の下部のオペアンプの出力を 2.375 になるように手前の可変抵抗で調節した後で、入力 100V 印加した時に出力が 7.5V になるように上部のオペアンプ手前の$\frac{1}{40}$分圧回路の可変抵抗を調節することで、2 乗回路を動作させることが可能となる。

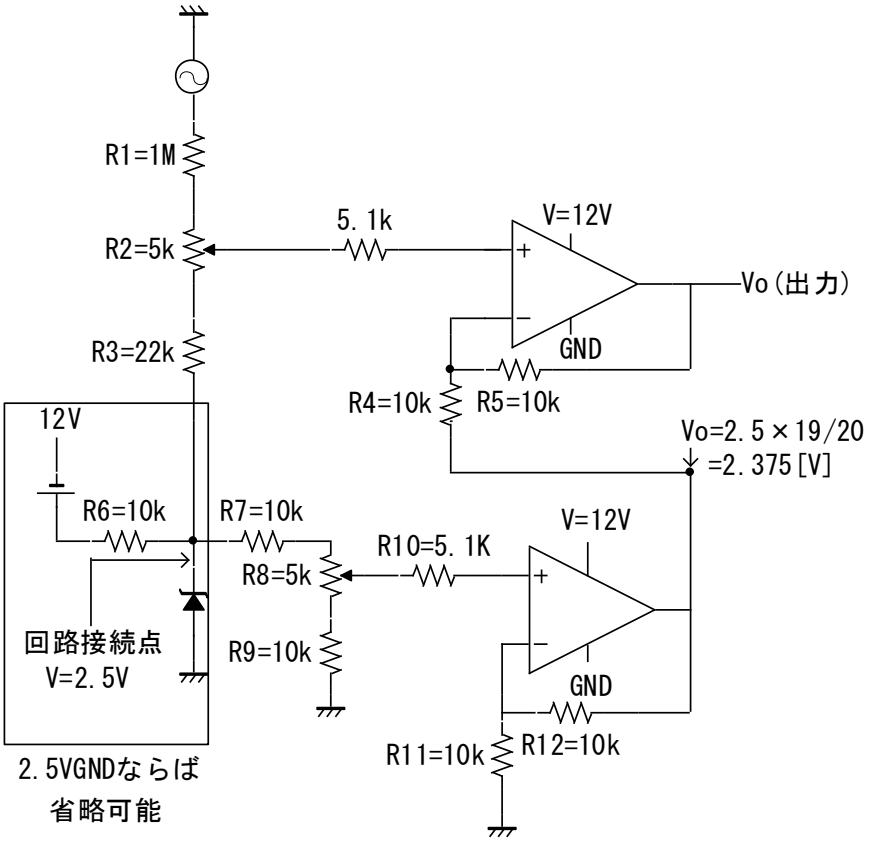

図 55：出力＋2.5Ｖ出力回路

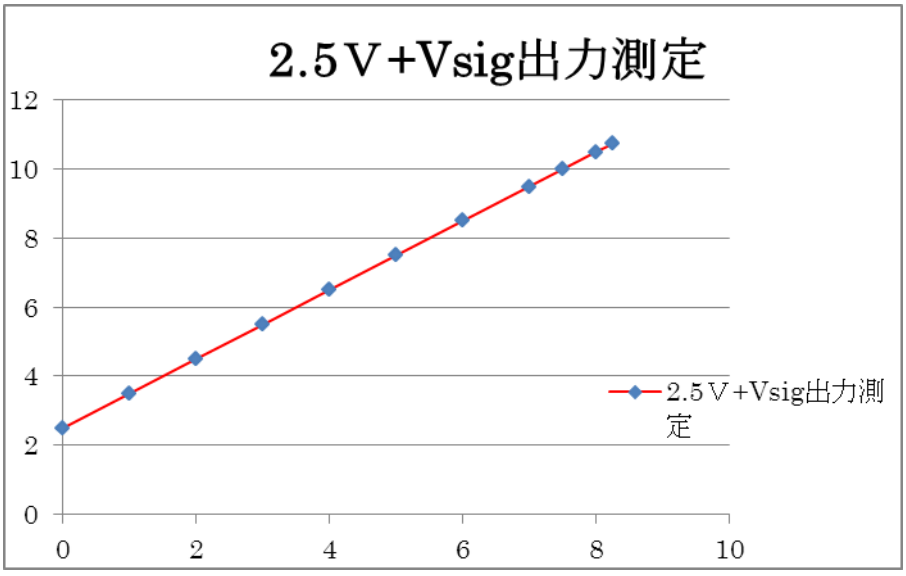

図 56 ：出力+2.5V 回路観測値

4-12　5V 電源回路

5V 電源回路とは、本研究で使用する回路には 12V の直流電流を印加しているが、図 58 の減算回路の *Vin*2 の入力に 5V するためにこの図 57 の回路は利用される。

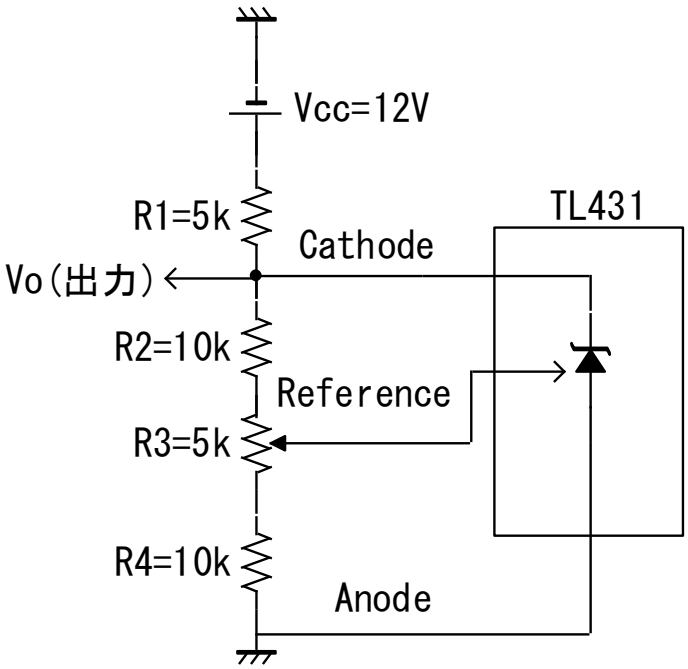

図 57：5V 電源回路

4-13　減算回路

図 58 の減算回路は反転入力端子側の *R*3 と *R*4 の半分の抵抗値となる 5kΩのため、*Vin*2 の 2 倍の入力値であるから 5V 電源からの入力が 10V 入力電圧に増幅される。従って、数値を(式 4-13)より代入すると(※*Rf*=*R1*=1 とする)

$$Vo = (Vin2 - Vin1)\frac{Rf}{R1}$$

$$Vo = (10 - Vin1)$$・・・・(式 4-31)

という結果である。

この結果は昇圧チョッパによる出力電圧 *Vo* と入力電圧 *Vin* と Duty との関係につながる。まずは、昇圧チョッパの出力電圧 *Vo* の式は

$$Vout = \frac{Vin}{1-\alpha}$$・・・・(式 4-32)

α：通電率

となっている。通電率 α の式を変換すると次の式

$\alpha = 1 - \frac{Vin}{Vout}$・・・・（式 4-33）

となり、減算する式に変形される。次に α の Duty 比については

$\alpha = \frac{H}{T} = \frac{H}{H+L}$・・・・（式 4-34）

である。この H と L は、ON 時間（High）と OFF 時間（Low）の比である。この一パルス周期 T における ON 時間の比が Duty である。

次に本研究は出力電圧で常に 150V に保つことが目的なのであるから、式（4-33）に代入すると、

$\alpha = 1 - \frac{Vin}{150}$・・・・（式 4-35）

である。しかし、式 4-35 の減算される数値が 1 では低すぎるため、10 倍の必要がある。従って、式 4-31 と 4-35 の関係が成り立ち、*Vin* は 0~141V で時間変化しても、Duty は入力電圧値によって常に変わり続ける。結果、時間変化する電圧値でも 150V の一定の電圧を維持できる昇圧チョッパ回路となる。

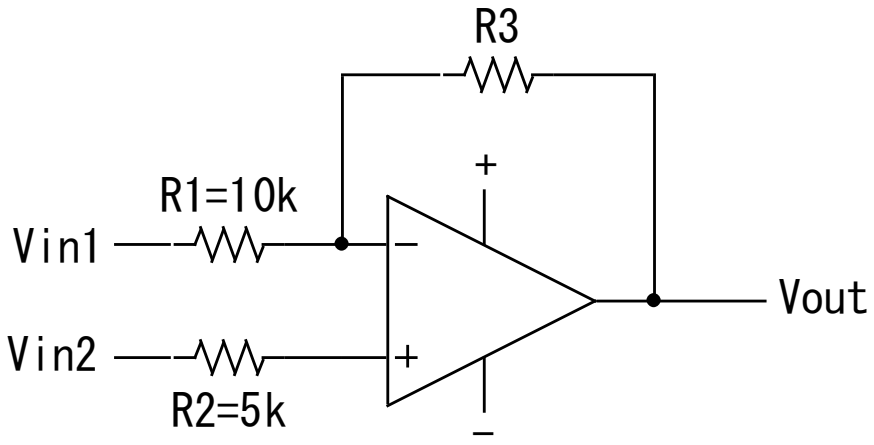

図 58：減算回路（試作回路用）

4-14　発振回路

本研究の発振回路の動作原理は、参考文献として学籍：1090288、2008 年度八田研究室所属の村上　徹の論文：自転車発電機用インバータ回路の 2 章を参照。

以下の回路図は、本研究で使用した制御電圧パルス発振回路図である。この回路図のみでも制御は可能であるが、交流波形は時間的に変化する。従って、時間的に変化する電圧値に沿って図 52、53 の概略にある Duty 制御をするコントロール電圧制御回路の作成が必要である。

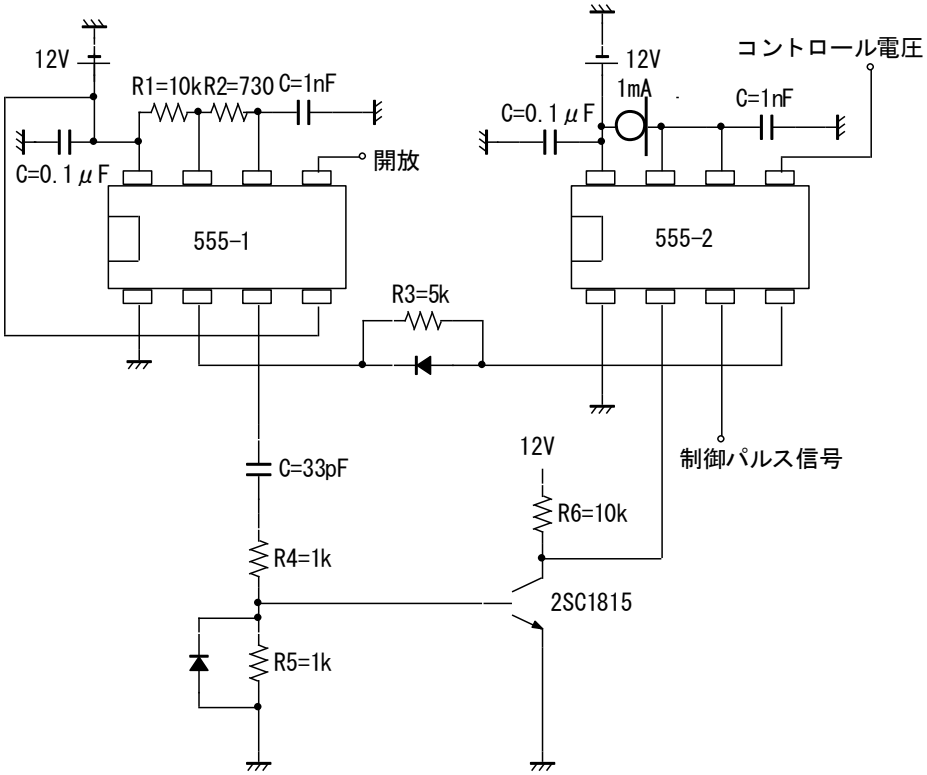

図 59：発振回路

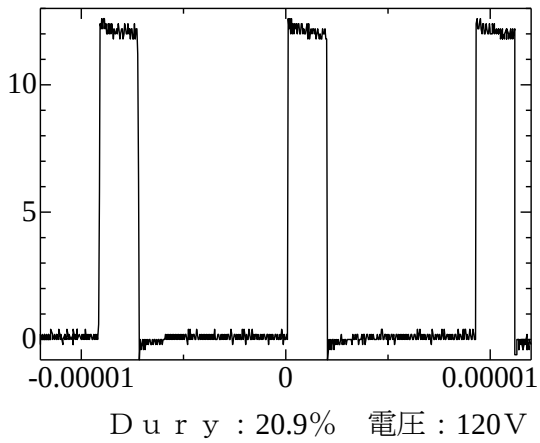

図 60：コントロール電圧による *Duty* 変化①

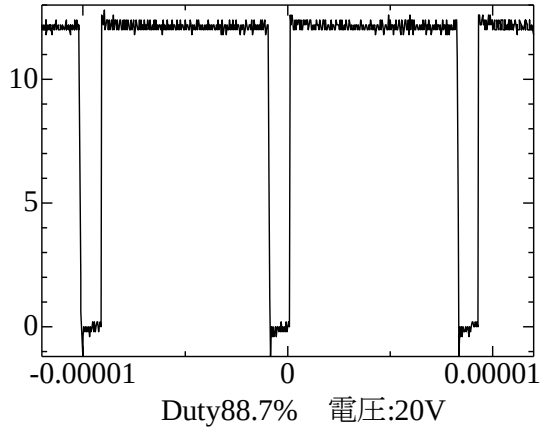

図 61：コントロール電圧による Duty 変化②

この図 60・61 は、0~141V で入力電圧に対して、Duty 比が変化している確認のために記している。

次は Duty 比が出力 150V になるように調節する必要がある。

まずは、式（4-33）に、入力電圧 *Vin* と出力電圧 *Vo*=150V を代入して、α の理論値を求める。

次に *α* 理論値を入力電圧 *Vin* と共に式（4-33）に代入して出力電圧を計算する。これが回路においての理論値となる。

次に実験にて Duty 値を測定する。この数値を式（4-33）に代入して、昇圧回路での出力電圧を求められる。図 63 では出力電圧 *Vo* となっている。これらの結果を図 62・63 に示す。

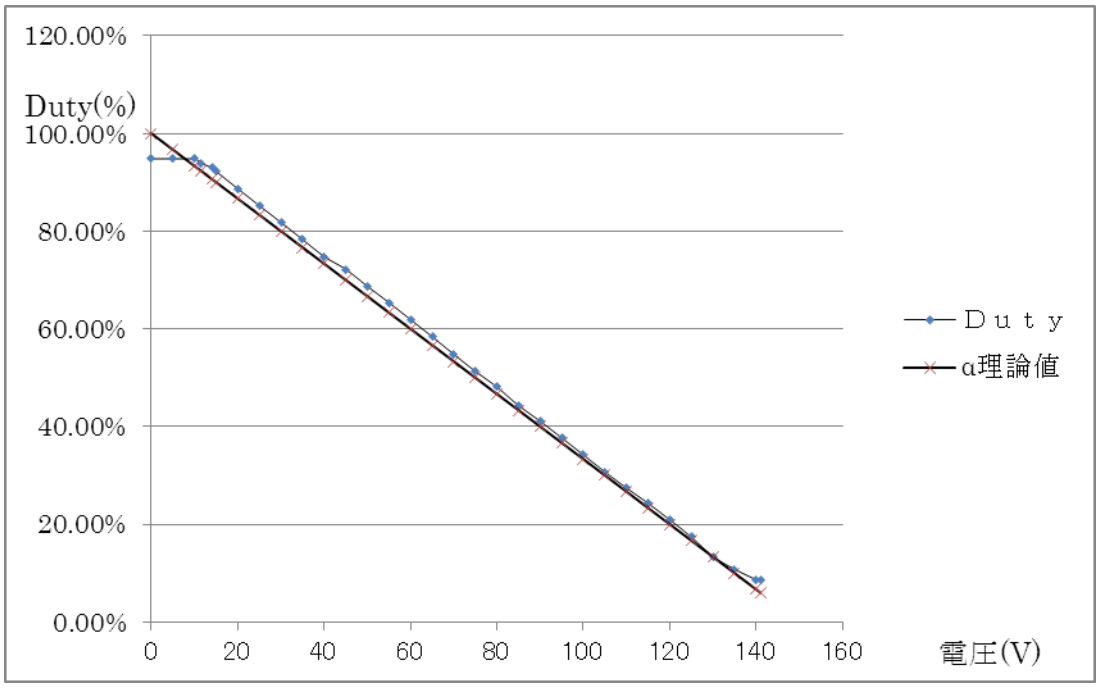

図 62：Duty 比の比較

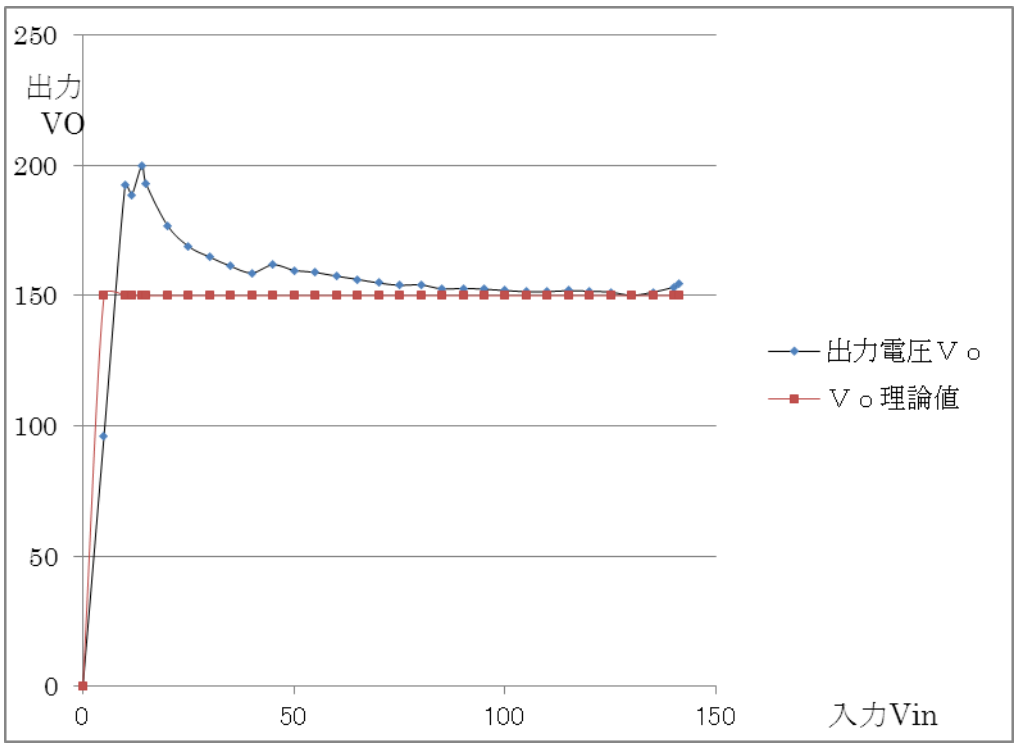

図 63：出力電圧比較

以上から理論値より大幅にグラフ線がずれているのが分かる。

次に Duty 制御回路の調整の方法は図 47 、57 を使用して説明する。

まず、図 57 の 5V 電源回路の可変抵抗 5kΩを調整ドライバーで変えることでグラフ 4 のグラフ線が上下にシフトする。調整方法は、入力電圧 30V の時に図 55 の Duty 値を計算の 30%（0.3）になるように調整ドライバーでオシロスコープを見ながら調節ネジを回す。次に図 54 の$\frac{1}{15}$分圧回路の可変抵抗 5kΩ を調整することでグラフの傾きを変えることができる。そして、入力電圧 75V の時にαが 75%（0.75）になるように調整をする。

この 2 つが調節することで図 64･65 となり理想値に近い結果となることができる。従って、入力電圧 0~141V の時間変化で 150V への昇圧ができる Duty 制御回路が完成となる。なお、誤差のずれによって修正する傾きとシフトは変化するためこの 2 点以外の部分も加えて測れば、なお正確に修正できる。

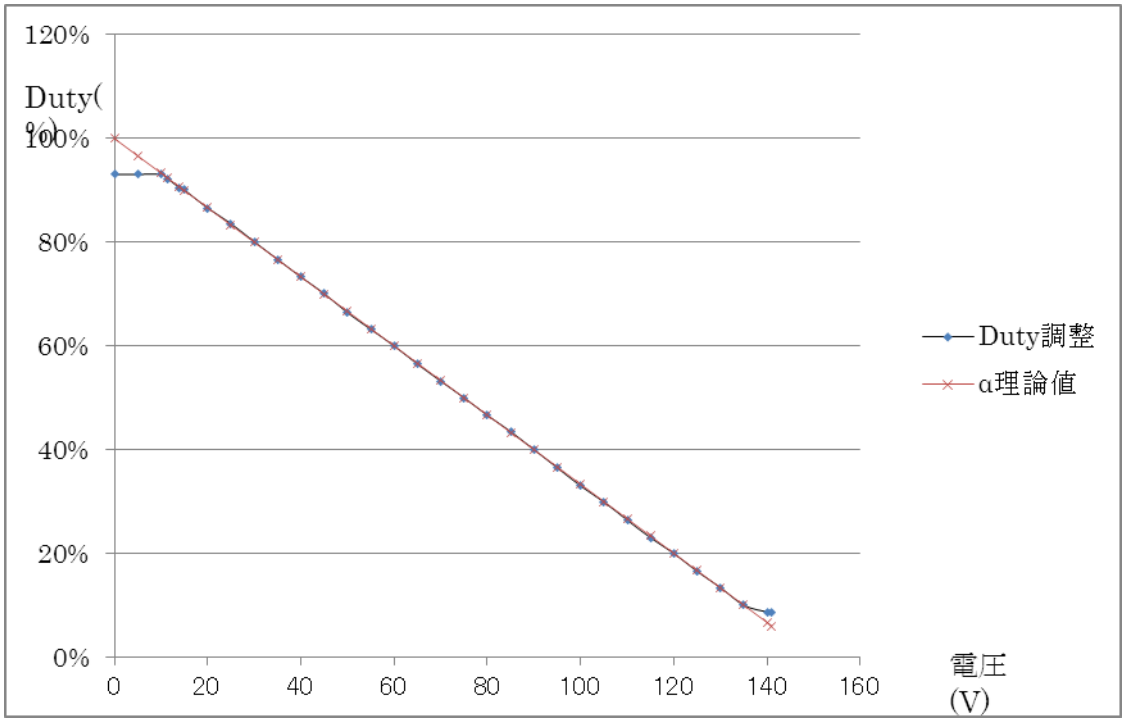

図 64：調整後の Duty 比較

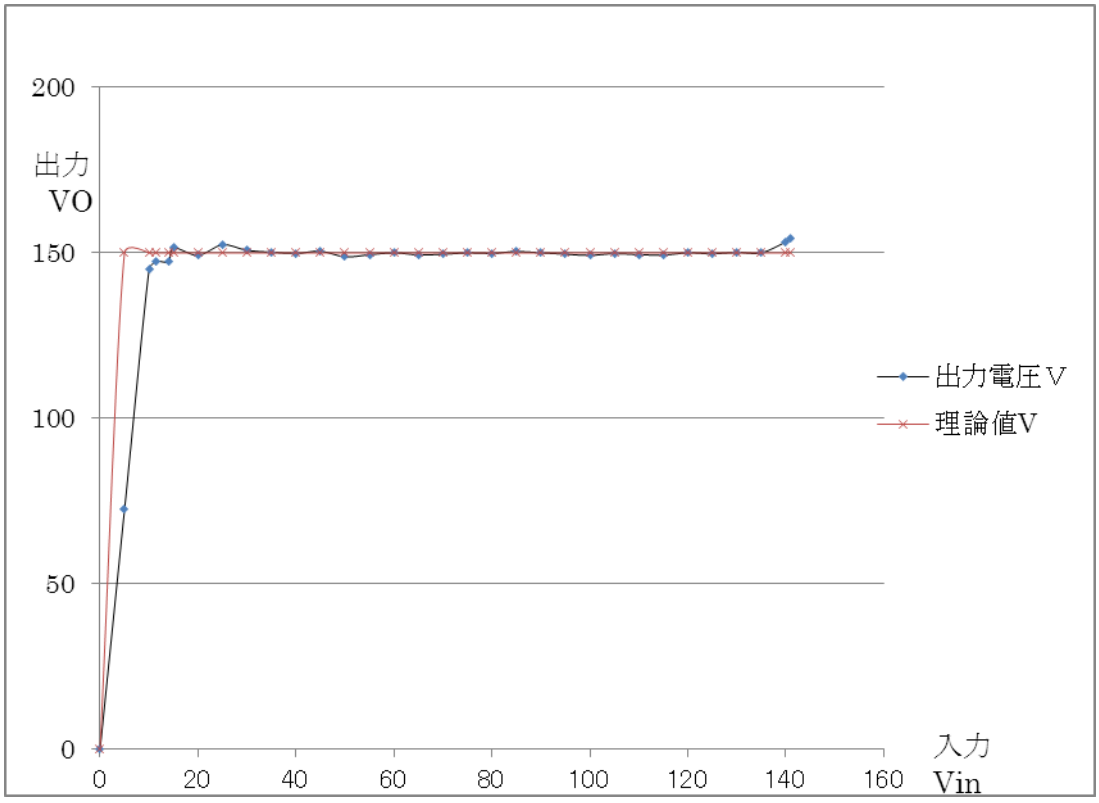

図 65：調整後の出力電圧比較

4-15　ドライブ回路

本研究ではゲート・ドライブ回路と呼ばれるドライブ回路の一種を使用している。

図 66 に示す回路は、発振回路より発生したパルス・スイッチングを安定化させるために利用される。安定化させる理由としては、トランジスタのゲートに存在する寄生容量を改善するためである。寄生容量は、抵抗などの電子素子やプリント基板上での近接している導線が要因となって発生する容量性分のことである。つまり、ターンオフするために必要な電荷が足りなくなることである。これが原因で、パルス波形の OFF が 0V まで下がらずにコンデンサの放出波形のようにゆるやかな波形が発生する。そのための電荷を供給できる（パルスパワー）電源としてこの回路は使用されている。

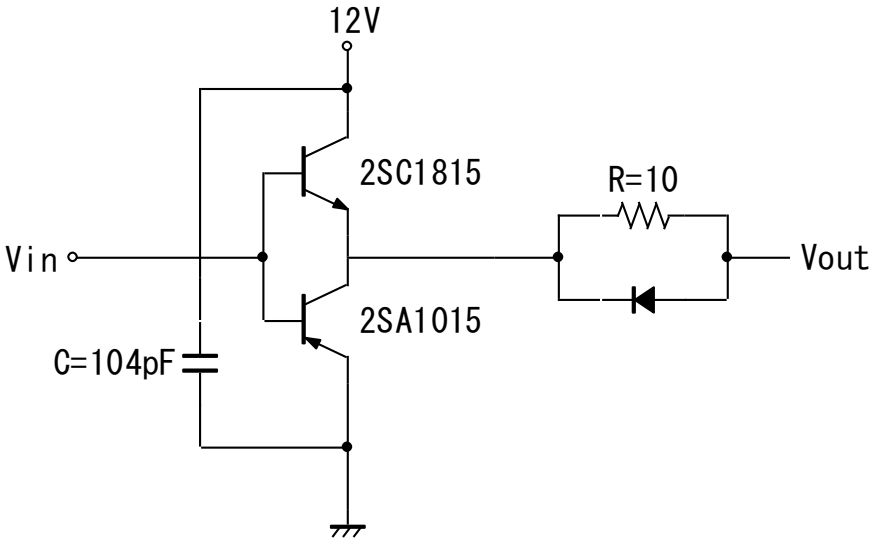

図 66：ドライブ回路

4-16 電流制限回路

この図 67 の回路では、昇圧回路から出力された直流 150V の他に時間的に電流が変化する電流を制限する機能を持つ。この回路では、電流制御用 Duty 回路から発生するパルスを用いることにより、MOSFET のゲートを制御することができるのである。次の回路が電流制御回路である。

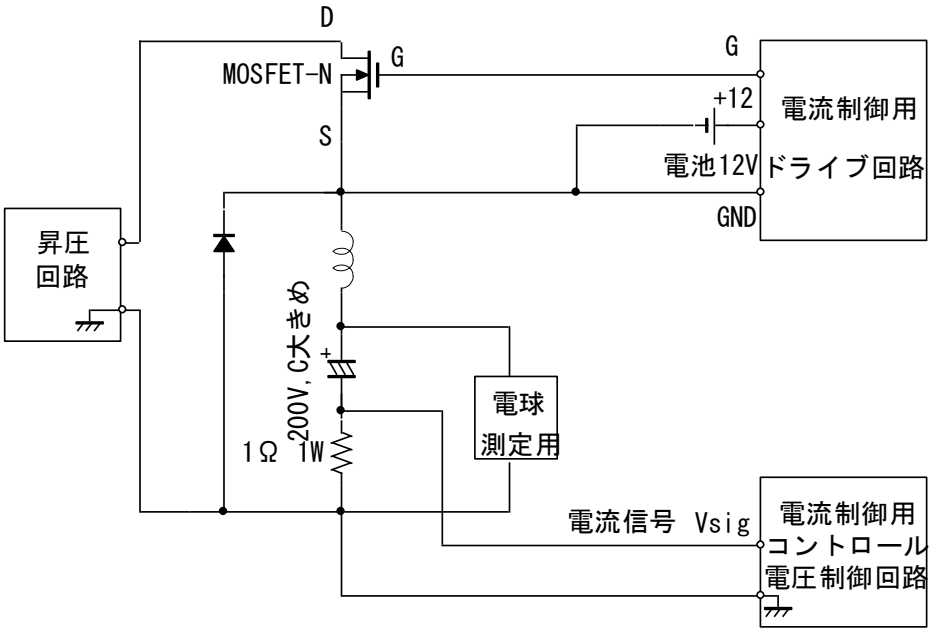

図 67：電流制御回路図

4-17 電流制御用 Duty 制御電圧回路

この図 68 回路は、上記の電流制御回路の抵抗間で出力された電流信号を用いることで、MOSFET のゲート制御する発振回路のコントロール電圧を制御することが可能となる。この時、比較として 2 乗回路から発生した信号も入力されるが、図 47、48 のように 2.5V のげたをはいている状態で入力されるため、電流制御回路の抵抗間の電流信号も 2.5V のげたをはかせる必要である。回路の左のオペアンプにおいてそれが行われる。右のオペアンプは積分回路といい、動作として出力された電流信号が 2 乗信号よりも高い場合は、キャパシスタから電流の放出で電圧が上昇（Duty が減少）、逆に 2 乗信号が電流信号よりも高い場合は、出力がキャパシスタに流れてしまい電圧が減少（Duty 上昇）する。これにより、出力される電圧は発振回路のコントロール電圧に入力されて、電圧が制御されるのである。なお、回路図の 2 乗信号の可変抵抗は、信号出力の倍率を調整するためのものである。

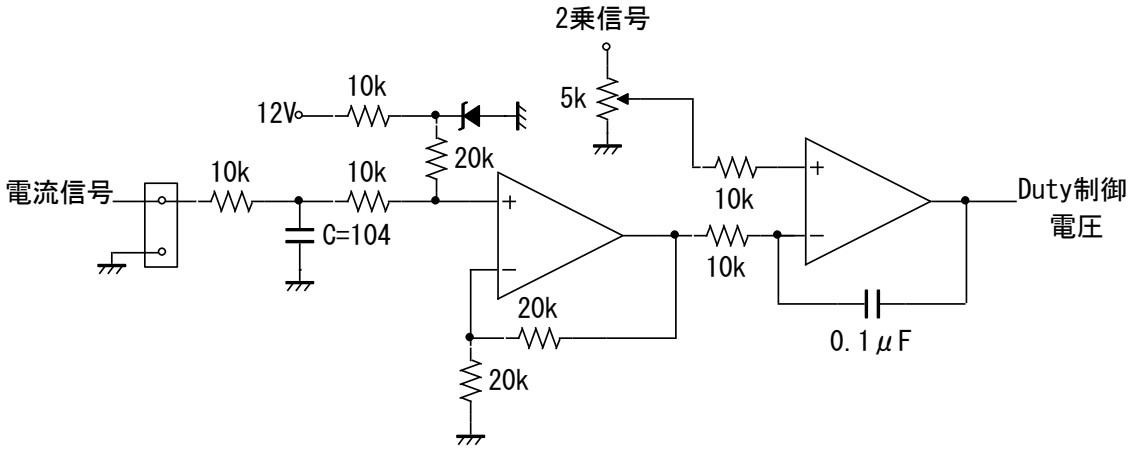

図 68：電流制御用電圧制御回路

4-18 考察

AC アダプター回路を試作したのちに回路を接続して動作させると、昇圧回路のコイルより音が発生となる。これは実験において、徐々にスライドトランスで電圧を上昇させようとしたときに起きたのである。この時 Duty 制御回路の動作は、オシロスコープを用いてパルス波形を確認すると時間的に変動しているのが確認された。よって、Duty 制御は行われていたが、この回路の問題点が浮上した。それは、昇圧回路制御用の Duty 回路が昇圧回路の AC と直接接続されている状態で、スライドトランスの操作を行う時に、低電圧状態でも昇圧 150V になるように Duty 回路が制御を行い、それのゲート信号を昇圧回路が感知して動作を行うが、それと同時に Duty 回路が昇圧回路に連動してしまうことであった。これに対して対策として、Duty 制御回路と昇圧回路それぞれに別々の入力 AC をしてみた。これで、Duty 制御回路は AC 入力が入り、昇圧回路の方はスライドトランスでの電圧調整 AC 入力することができる。回路の動作確認が可能である。結果として、電流制御回路に接続した電球は点灯をした。しかし、電球の接続部分は、AC 状態であるので波形観測は絶縁トランスが必要となる。だが、すでに絶縁トランスは実験室においては一つしかない。そのため、入力 AC に絶縁トランスを使用してしまい観測ができなくなってしまった。測定のために絶縁トランスを増やすことが必要となる。図 69 が上記を踏まえた測定回路接続である。

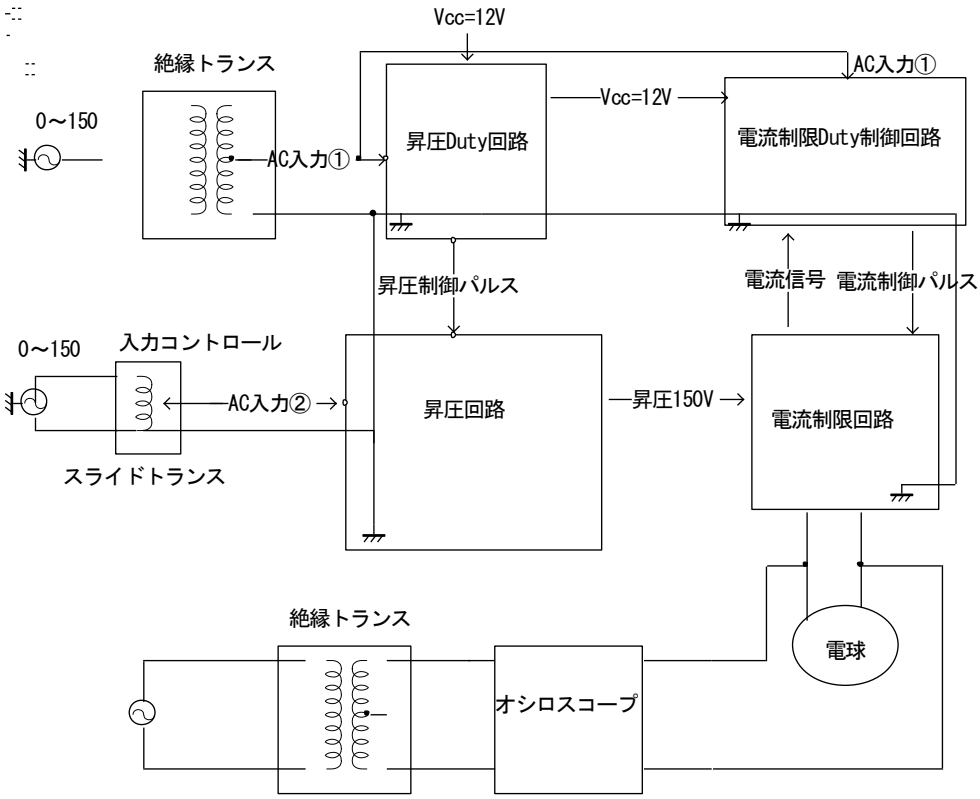

図 69：回路動作接続図

4-19 まとめ

試作 AC アダプターは、非反転増幅回路、減算回路、対数増幅器、指数増幅器、2 乗演算器、$\frac{1}{15}$分圧回路、5V 回路、発振回路、ドライブ回路、電流制御回路、出力＋2.5Ｖ出力回路、電流制御用電圧制御回路を作製することができた。

第 5 章結論

高調波電流の観測を行い高調波電流が電源電圧・電子機器に歪みの形で影響を及ぼすことを理解した。AC アダプター試作回路は非反転増幅回路、減算回路、対数増幅器、指数増幅器、2 乗演算器、$\frac{1}{15}$分圧回路、5V 回路、発振回路、ドライブ回路、電流制御回路、出力＋2.5Ｖ出力回路、電流制御用電圧制御回路の動作を確認できた。2 月の間には、Duty 制御回路を昇圧回路のトランジスタのベースに接続した昇圧回路の完成と電流制限回路の作製を行い AC アダプターの完成を目指す。

謝辞

本研究を進めるに当たり、終始丁寧なご指導とご教示をいただきました高知工科大学電子・光システム工学科八田　章光教授に深い感謝の意を表します。

高知工科大学電子・光システム工学科在学中にご指導いただきました電子・光シス

テム工学科教員に心から感謝を致します。
　最後になりましたが、研究を続けるにあたり陰ながら支えてくださった家族と友人に、この場をお借りして心からお礼申し上げます。

参考文献

1 章・2 章・3 章

低周波の EMC　2010　技術資料　株式会社エヌエフ回路設計ブロック
p8、15、21、83～89
高調波電流規格　翻訳者：T.Sato
HP:(http://homepage3.nifty.com/tsato/emcj/000610-j.html)
全高調波歪み率　計算式引用
HP(http://ja.wikipedia.org/wiki/%E5%85%A8%E9%AB%98%E8%AA%BF%E6%B3%A2%E6%AD%AA)
参考部分：節 1-3　高調波(電流の性質)の性質、節 1-4　高調波電流の弊害
　　節 3-3　歪み率計算
プログラマブル交流電源　EC100S　取扱説明書　※電源設定で使用
参考部分：節 3-7　交流電源による波形測定

4 章

学籍：1090288　八田研究室所属　氏名：村上　徹
論文：自転車発電機用インバータ回路　第 2 章　タイマーIC555 を用いた発振回路
参考部分：節 4-14　発振回路

新インターユニバーシティ電気回路　著者：岩田　聡　p109～117
なっとくする電気回路　　著者：藤井信生　p160～170
はじめてのオペアンプ回路　著者：田中　稲実 p10～11、61～67、69～72、73～74
参考部分：節 4-4　非反転増幅回路、節 4-5　減算回路、節 4-6　対数増幅器
　　節 4-7　指数増幅器、節 4-8　2 乗演算器

見方・書き方オペアンプ回路　共著：岩澤考冶・大三宗康　p101～104
参考部分：節 4-5　減算回路

定本　続トランジスタ回路の設計　著：鈴木雅臣　p191～192 説明・回路図引用 p250～251、p29～34
パワーMOSFET の活用の基礎と実験　著：稲葉 保　p49～50
参考部分：節 2-4 スイッチング電源、節 4-9　昇圧チョッパ回路　節 4-15　ドライブ回路